

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Diego Pinto dos Santos

*Sincronismo de Tempo e Frequência em  
Receptores OFDM*

Porto Alegre – Rio Grande do Sul  
7 de maio de 2012

# *Sincronismo de Tempo e Frequência em Receptores OFDM*

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sinais, Sistemas e Tecnologia da Informação

Linha de Pesquisa: Telecomunicações

Orientadora: Profa. Dra. Maria Cristina F. de Castro

Co-Orientador: Prof. Dr. Fernando C. de Castro

Porto Alegre – Rio Grande do Sul

7 de maio de 2012

Diego Pinto dos Santos

# *Sincronismo de Tempo e Frequência em Receptores OFDM*

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelos Orientadores e pela Banca Examinadora.

## **Orientadores:**

---

Profa. Dra. Maria Cristina F. de Castro  
Doutora pela Universidade de Campinas - UNICAMP  
Orientadora

---

Prof. Dr. Fernando C. de Castro  
Doutor pela Universidade de Campinas - UNICAMP  
Co-orientador

## **Banca Examinadora:**

---

Dr. Paulo Roberto Girardello Franco  
Doutor pela *University of New México* - UNM  
PUCRS

---

Dr. Aurélio Tergolina Salton  
Doutor pela *University of Newcastle* - U.NEWCASTLE  
PPGEE/PUCRS

## **Coordenadora do PPGEE:**

---

Dr. Letícia Maria Bolzani Poehls  
Doutora pela *Politecnico Di Torino* - DI TORINO  
PPGEE/PUCRS

# *Agradecimentos*

Aos orientadores Fernando e Cristina, principalmente pela paciência com o orientado que insiste em escrever sua dissertação em  $\text{\LaTeX}$ , e convertê-la para *Word* para correção, conversão que inclusive causou alguns *bugs* invocados por palavras mágicas.

Ao colega Fábio D'Agostini, que desenvolveu a arquitetura inicial dos sistemas de sincronismo, que serviu de ponto de partida para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos demais colegas do Centro de Pesquisa em Tecnologias *Wireless*, que apesar das chacotas e *bullying*, me auxiliaram de maneira direta e indireta.

Ao amigo e ex-colega Tomás Scherrer, que antes de ir viver no anti-pólo geográfico (Coreia do Sul), deixou um belo, e quase completo, protótipo de receptor ISDB-T que serviu de base para o desenvolvimento deste trabalho.

À minha família, pelo apoio e compreensão.

À Cláudia, agora esposa, pelo carinho e compreensão compartilhados nesta nova etapa da vida, mesmo sem saber o que são Símbolos OFDM e porquê seu marido insiste tanto em sincronizá-los.

*“O aspecto mais triste da vida de  
hoje é que a ciência ganha em  
conhecimento mais rapidamente  
que a sociedade em sabedoria.”*

***Isaac Asimov***

# *Resumo*

Este trabalho propõe uma nova implementação do sistema de sincronismo de tempo e frequência para receptores OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). A técnica OFDM é utilizada no sistema de TV digital adotado no Brasil (ISDB-T), bem como na quase totalidade das tecnologias para *wireless broadband* atualmente no mercado (IEEE 802.16 WiMax, 3GPP-LTE, IEEE 802.22, etc). O sistema de sincronismo aqui proposto controla frequência e *timing* do receptor em malha fechada, atuando no atraso ou no adiantamento dos dados na entrada da FFT e na frequência do oscilador local. A medição do erro da malha é efetuada no domínio frequência, tendo como referência símbolos pilotos inseridos em frequência no sinal transmitido. A inicialização do ponto de operação da malha fechada é baseado no intervalo de guarda inserido no sinal pelo transmissor. Ao contrário das implementações usuais para sincronismo em sistemas OFDM, a atuação do sistema é no domínio tempo, e não no domínio frequência. Ainda, para evitar instabilidade da malha dado o atraso de transporte intrínseco na demodulação de um sinal OFDM, esta é estabilizada através de algoritmo de predição.

Palavras-chave: Sincronismo de Tempo, Sincronismo de Frequência, Receptor OFDM, ISI, ICI, ISDB-T, SBTVD, TV Digital, FPGA, VHDL.

# ***Abstract***

*This work proposes a new time and frequency synchronization system for OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) receivers. Presently, the OFDM technique is adopted in nearly all wireless broadband systems (IEEE 802.16 WiMax, 3GPP-LTE, IEEE 802.22, etc). It is also used in the ISDB-T digital television system, adopted in Brazil. The proposed synchronization system controls the receiver timing and frequency in a closed loop, adjusting the FFT window delay and the local oscillator frequency. The loop error is measured in the frequency domain, based on reference symbols inserted on pilot carriers in the transmitter. Initialization of the closed loop operating point is performed with base on the guard interval generated at the transmitter. Differently of the usual sync implementations for OFDM systems, the proposed system actuates in the time domain, instead of the frequency domain. Also, in order to avoid loop instabilities due to the transport delay intrinsic to the OFDM demodulation process, the proposed system uses a prediction algorithm for loop stabilization.*

*Keywords: Time Synchronization, Frequency Synchronization, OFDM Receiver, ISI, ICI, Digital Television, ISDB-T, FPGA, VHDL.*

# *Sumário*

**Lista de Figuras**

**Lista de Tabelas**

<b>Lista de Acrônimos</b>	p. 18
<b>1 Introdução</b>	p. 20
<b>2 Sistemas OFDM</b>	p. 22
2.1 Transmissor OFDM . . . . .	p. 23
2.2 Receptor OFDM . . . . .	p. 26
<b>3 Consequências da Falha do Sub-Sistema de Sincronismo</b>	p. 29
3.1 ICI ( <i>Inter-Carrier Interference</i> ) . . . . .	p. 29
3.2 ISI ( <i>Inter-Symbol Interference</i> ) . . . . .	p. 33
<b>4 Receptor OFDM Proposto</b>	p. 37
<b>5 Sincronismo de Frequência</b>	p. 39
5.1 Cálculo do Erro . . . . .	p. 40
5.2 Controle . . . . .	p. 44
<b>6 Sincronismo de Tempo</b>	p. 46
6.1 Sincronismo <i>Coarse</i> de Tempo . . . . .	p. 47
6.1.1 Correlator . . . . .	p. 49
6.1.2 Média Móvel e <i>Threshold</i> . . . . .	p. 50



6.1.3	Contador e Recuperador de Modo/IG . . . . .	p. 52
6.1.4	Sincronismo <i>Coarse</i> . . . . .	p. 54
6.2	Sincronismo <i>Fine</i> de Tempo . . . . .	p. 55
6.2.1	Cálculo do Erro . . . . .	p. 55
6.2.2	Controle . . . . .	p. 60
6.2.2.1	Controle Proporcional . . . . .	p. 61
6.2.2.2	Estimador Diferencial . . . . .	p. 62
6.2.2.3	Preditor de <i>Smith</i> . . . . .	p. 63
6.2.3	Atuação . . . . .	p. 67
6.2.3.1	Ajuste da FFT . . . . .	p. 70
6.2.3.2	Ajuste do Decimador . . . . .	p. 72
6.2.3.3	Ajuste da Interpolação . . . . .	p. 74
6.2.4	Efeitos do Sincronismo de Tempo no Sistema . . . . .	p. 75
6.2.4.1	Inicialização da FFT na Metade dos Dados Relacionados ao IG . . . . .	p. 75
6.2.4.2	Interferência no Sincronismo de Frequência . . . . .	p. 79
6.2.4.3	Alteração do <i>Timing</i> do Decodificador de Canal . . . . .	p. 81
<b>7</b>	<b>Implementação e Validação</b> . . . . .	p. 85
7.1	Sincronismo de Frequência . . . . .	p. 90
7.2	Sincronismo de Tempo . . . . .	p. 91
7.2.1	Sincronismo <i>Coarse</i> de Tempo . . . . .	p. 91
7.2.2	Sincronismo <i>Fine</i> de Tempo . . . . .	p. 94
7.3	Receptor ISDB-T Sob Efeito de Multipercurso e <i>Doppler</i> . . . . .	p. 98
<b>8</b>	<b>Conclusão</b> . . . . .	p. 104
	<b>Apêndice A – Resultados Obtidos</b> . . . . .	p. 106

A.1 Sincronismo <i>Coarse</i> de Tempo . . . . .	p.106
A.2 Receptor ISDB-T Sob Efeito de Multipercurso e <i>Doppler</i> . . . . .	p.113
<b>Referências</b>	p.132

# *Lista de Figuras*

1	Modulação multiportadora, com $K = 4$ . . . . .	p. 22
2	Subportadoras OFDM. Apesar de sobrepostas, discriminam-se entre si devido à sua ortogonalidade. . . . .	p. 23
3	Típico transmissor OFDM. As portadoras de entrada da IFFT são símbolos complexos $I + jQ$ da modulação digital (QAM, QPSK, etc) que transportam as palavras binárias a serem transmitidas [1] [2]. . . . .	p. 24
4	Espectro de um sinal ISDB-T na saída da IFFT. . . . .	p. 24
5	Espectro do sinal super-amostrado. Observe a presença de componentes espectrais indesejáveis. . . . .	p. 25
6	Espectro do sinal após filtragem. . . . .	p. 25
7	Espectro do sinal em FI digital de $5Mhz$ . . . . .	p. 26
8	Receptor OFDM simplificado. . . . .	p. 27
9	Espectro do sinal de TV ISDB-T na entrada do receptor. . . . .	p. 27
10	Espectro do sinal recebido, após a demodulação em quadratura. Observe os sub-produtos indesejáveis do batimento de frequências. . . . .	p. 28
11	Espectro do sinal após a filtragem. . . . .	p. 28
12	Espectro do sinal após a decimação, representado em $F_s$ . . . . .	p. 28
13	ICI ( <i>Inter-Carrier Interference</i> ). Efeito do deslocamento do espectro. . . . .	p. 30
14	Perda da ortogonalidade dos símbolos IQ de um sinal OFDM, modulado em 16QAM, em função do desvio da FI. . . . .	p. 32
15	Desvio de fase dos símbolos IQ de um sinal OFDM, modulado em 16QAM, em função do deslocamento do sinal em relação ao <i>clock</i> local. . . . .	p. 34
16	Inserção do intervalo de guarda. O TX insere no final do símbolo OFDM uma cópia dos dados do seu início. . . . .	p. 35

17	ISI ( <i>Inter-Symbol Interference</i> ). Efeito da referência temporal nos dados de entrada da FFT. . . . .	p. 36
18	Receptor OFDM. Observe o bloco “Erro”, que calcula os erros de tempo e frequência baseado no espectro do sinal e os envia aos sistemas de sincronismo, que aplicam a correção no domínio tempo. . . . .	p. 38
19	Receptor OFDM, com sistema de sincronismo de frequência em destaque.	p. 40
20	<i>Frame</i> OFDM com portadora CP destacada em cinza, onde $N_c$ é o número de portadoras de um símbolo OFDM. Observe que a CP posiciona-se sempre na mesma portadora. . . . .	p. 40
21	Implementação do cálculo do erro de frequência. . . . .	p. 42
22	Malha de controle do sincronismo de frequência. . . . .	p. 44
23	Receptor OFDM, com sistema de sincronismo de tempo em destaque. M representa o modo de transmissão (número de portadoras transmitidas) e IG representa a duração do intervalo de guarda. O sistema ISDB-T utiliza 3 modos de transmissão. No modo 1 o sistema transmite 2048 portadoras, no modo 2 transmite 4096 portadoras e no modo 3 transmite 8192 portadoras [3]. . . . .	p. 47
24	Autocorrelação do sinal recebido. Note o alinhamento entre o intervalo de guarda e o início do símbolo OFDM, gerando a máxima correlação do sinal. . . . .	p. 48
25	Limites da janela da FFT. Ponto ótimo da referência temporal, maximizando a distância entre os pontos críticos. . . . .	p. 48
26	Diagrama de blocos do sincronismo <i>coarse</i> de tempo. Também responsável pela extração do modo e intervalo de guarda do símbolo OFDM.	p. 49
27	Implementação digital do correlator. A potência na saída, ao invés do módulo, tem por finalidade de simplificação de <i>hardware</i> . . . . .	p. 50
28	Determinação do nível da correlação. O <i>threshold</i> posiciona-se na amplitude média do sinal. . . . .	p. 52
29	Relação entre o nível da autocorrelação do sinal de entrada e as informações de modo de transmissão e intervalo de guarda. . . . .	p. 52

30	Diagrama de estados do recuperador de modo e intervalo de guarda. As transições “0” representam falha na verificação e as transições “1” representam sucesso na verificação. $M\#, \# \in \{1, 2, 3\}$ , representa o modo de transmissão. . . . .	p. 53
31	Sincronismo <i>coarse</i> de tempo. Note que o centro do pulso da correlação corresponde ao centro do IG. Assim, o deslocamento alinha o sincronismo ao ponto desejado. . . . .	p. 54
32	Desvio de fase na saída da FFT. Note que a declividade da curva é proporcional ao valor de $s$ . . . . .	p. 56
33	<i>Frame</i> OFDM com portadoras SP em destaque, onde $N_c$ é o número de portadoras de um símbolo OFDM. Observe que os símbolos SP distanciam-se entre si em 12 portadoras. . . . .	p. 57
34	Erro calculado em função do erro real, no modo 2. Observe que o sistema de cálculo de erro de tempo apresenta um limite de representação. . . .	p. 59
35	Implementação do cálculo do erro de tempo. Observe a chave que remove o efeito da modulação BPSK dos SPs, removendo ou não $180^\circ$ da fase calculada em função do <i>bit</i> modulado do SP no TX. . . . .	p. 60
36	Sistema de controle em malha fechada. Note a medição do erro no domínio frequência e a atuação no domínio tempo. . . . .	p. 61
37	Sub-blocos do controlador. . . . .	p. 61
38	Implementação do estimador diferencial. . . . .	p. 63
39	Sistema de controle em malha fechada. . . . .	p. 64
40	Sistema de controle em malha fechada, sem o efeito do atraso de transporte. . . . .	p. 64
41	Sistema de controle com preditor de <i>Smith</i> . . . . .	p. 65
42	Sistema de controle com preditor de <i>Smith</i> em evidência. . . . .	p. 65
43	Preditor de <i>Smith</i> isolado. . . . .	p. 66
44	Implementação digital do preditor de <i>Smith</i> . . . . .	p. 67
45	Implementação digital otimizada do preditor de <i>Smith</i> . . . . .	p. 67
46	Representação do ajuste no tempo em ponto fixo. . . . .	p. 68

47	Gerador de pulsos de início da FFT. A cada ciclo do contador, um bloco de dados é calculado na FFT. . . . .	p. 70
48	Inicialização do gerador de pulsos. O Estado inicial do contador é forçado pelo sincronismo <i>coarse</i> . . . . .	p. 71
49	Ajuste da referência temporal da FFT. . . . .	p. 71
50	Decimação de um sinal super-amostrado, com $N_u = 8$ . . . . .	p. 72
51	Decimação do sinal super-amostrado. . . . .	p. 73
52	Ajuste do índice de decimação. . . . .	p. 73
53	Interpolação linear das sub amostras do sinal super-amostrado. . . . .	p. 74
54	Distorção de fase dos símbolos IQ de um sinal OFDM, modulado em 64QAM, em função do posicionamento da referência do sincronismo de tempo. . . . .	p. 76
55	Receptor OFDM com bloco de ajuste de fase em destaque. . . . .	p. 77
56	Fase da portadora CP sofrendo interferência do deslocamento da janela da FFT. . . . .	p. 80
57	Fase da CP sofrendo interferência em vermelho e fase da CP corrigida em azul. . . . .	p. 81
58	Técnica de <i>multi-cycle clock</i> aplicada no decodificador de canal, quando não há compensação. . . . .	p. 82
59	Ajuste da referência temporal da FFT. . . . .	p. 83
60	Plataforma de desenvolvimento <i>Nallatech</i> . . . . .	p. 87
61	Interferência do ajuste de tempo no erro em frequência, sem o ajuste de fase. . . . .	p. 90
62	Interferência do ajuste de tempo no erro em frequência, com o ajuste de fase. . . . .	p. 91
63	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo no canal Brasil C, com o receptor operando no modo 3. . . . .	p. 92
64	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo no canal Brasil D, com o receptor operando no modo 1. . . . .	p. 93

65	Transitório do erro de tempo sem preditor de <i>Smith</i> - ver Figura 37. . .	p. 95
66	Transitório do erro de tempo com malha de controle lenta (sem preditor de <i>Smith</i> ). . . . .	p. 95
67	Transitório do erro de tempo com preditor de <i>Smith</i> . . . . .	p. 96
68	MSE x desvio de frequência do <i>clock</i> , com diferentes combinações de sub-sistemas. . . . .	p. 97
69	$\Delta SNR_C$ em função do desvio de <i>clock</i> com o receptor operando sob os canais AWGN, Brasil A, B, C, D e E. . . . .	p. 101
70	$\Delta SNR_C$ em função do desvio de <i>clock</i> com o receptor operando sob o canal Brasil C Especial. . . . .	p. 102
71	$\Delta SNR_C$ em função do desvio de <i>clock</i> com o receptor operando sob o canal Brasil C Modificado. . . . .	p. 102
72	$\Delta SNR_C$ em função do desvio de <i>clock</i> com o receptor operando sob o canal Brasil D Modificado. . . . .	p. 103
73	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo em canal AWGN ( <i>Additive White Gaussian Noise</i> ). . . . .	p. 107
74	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo no canal Brasil A. . . . .	p. 108
75	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo no canal Brasil B. . . . .	p. 109
76	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo no canal Brasil C. . . . .	p. 110
77	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo no canal Brasil D. . . . .	p. 111
78	MSE x SNR do sincronismo <i>coarse</i> de tempo no canal Brasil E. . . . .	p. 112
79	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal AWGN. . . . .	p. 114
80	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil A. . . . .	p. 115
81	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil B. . . . .	p. 116
82	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C. . . . .	p. 117
83	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D. . . . .	p. 118
84	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil E. . . . .	p. 119

85	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com <i>Doppler</i> de 5Hz. . . . .	p. 120
86	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com <i>Doppler</i> de 10Hz. . . . .	p. 121
87	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com <i>Doppler</i> de 50Hz. . . . .	p. 122
88	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com <i>Doppler</i> de 100Hz. . . . .	p. 123
89	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com <i>Doppler</i> de 5Hz. . . . .	p. 124
90	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com <i>Doppler</i> de 10Hz. . . . .	p. 125
91	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com <i>Doppler</i> de 50Hz. . . . .	p. 126
92	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com <i>Doppler</i> de 65Hz. . . . .	p. 127
93	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com <i>Doppler</i> de 5Hz. . . . .	p. 128
94	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com <i>Doppler</i> de 10Hz. . . . .	p. 129
95	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com <i>Doppler</i> de 50Hz. . . . .	p. 130
96	Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com <i>Doppler</i> de 75Hz. . . . .	p. 131



# *Lista de Tabelas*

1	Período do símbolo OFDM (em $\mu s$ ) em função das configurações do sistema ISDB-T. . . . .	p. 44
2	Distância em frequência (normalizada em $F_s$ ) de portadoras SP em função do modo de transmissão. . . . .	p. 58
3	Intervalo válido de $e_t$ em função do modos de transmissão do sistema ISDB-T. . . . .	p. 59
4	Latência da FFT (em símbolos OFDM) em função das configurações do sistema ISDB-T (valores obtidos através de observação empírica do <i>hardware</i> digital). . . . .	p. 64
5	Valores de ajuste $2\pi s_r \Delta f_p$ (em <i>rad</i> ) para todas as possíveis configurações de modo e IG do sistema ISDB-T. Note que o valor de $2\pi s_r \Delta f_p$ depende apenas do IG. . . . .	p. 79
6	Características das FPGAs da família <i>Virtex 4 LX</i> . No sistema proposto utiliza-se o modelo <i>LX100</i> . . . . .	p. 85
7	Valores máximos de MSE da estimativa de sincronismo em função do modos de transmissão do sistema ISDB-T. . . . .	p. 93
8	Valores de $SNR_C$ (em <i>dB</i> ) do sincronismo <i>coarse</i> . . . . .	p. 94
9	Canais utilizados na validação do protótipo do receptor proposto. . . . .	p. 99
10	$SNR_C$ (em <i>dB</i> ) do receptor ISDB-T operando sob efeito dos canais Brasil estáticos. . . . .	p. 100
11	$SNR_C$ (em <i>dB</i> ) do receptor ISDB-T operando sob efeito do canal Brasil C Especial. . . . .	p. 100
12	$SNR_C$ (em <i>dB</i> ) do receptor ISDB-T operando sob efeito do canal Brasil C Modificado. . . . .	p. 100

13	$SNR_C$ (em $dB$ ) do receptor ISDB-T operando sob efeito do canal Brasil D Modificado. . . . .	p. 101
----	--	--------

## *Lista de Acrônimos*

- AD - *Analog to Digital*
- ADC - *Analog to Digital Converter*
- AWGN - *Additive White Gaussian Noise*
- BPSK - *Binary Phase Shift Keying*
- CORDIC - *COordinate Rotation DIgital Computer*
- CP - *Continuous Pilot*
- DAC - *Digital to Analog Converter*
- DDS - *Direct Digital Synthesis*
- DVB-SPI - *Digital Video Broadcasting - Synchronous Paralell Interface*
- EVM - *Error Vector Magnitude*
- FFT - *Fast Fourier Transform*
- FI - *Frequência Intermediária.*
- FPGA - *Field Programmable Gate Array*
- ICI - *Inter-Carrier Interference*
- IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*
- IG - *Intervalo de Guarda*
- IQ - *In phase - Quadrature*
- ISDB-T - *Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial*
- ISI - *Inter-Symbol Interference*
- JTAG - *Joint Test Action Group*

- 
- LPF - *Low-Pass Filter*
  - MER - *Modulation Error Ratio*
  - MPEG - *Moving Picture Experts Group*
  - MSE - *Mean Square Error*
  - NCO - *Numerically Controlled Oscillator*
  - OFDM - *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*
  - PCI - *Peripheral Component Interconnect*
  - PCI-X - *Peripheral Component Interconnect Extended*
  - QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*
  - QPSK - *Quadrature Phase-Shift Keying*
  - RTL - *Register Transfer Level*
  - RX - *Receptor*
  - SCSI - *Small Computer System Interface*
  - SDRAM - *Synchronous Dynamic Random Access Memory*
  - SNR - *Signal to Noise Ratio*
  - SP - *Scattered Pilots*
  - SRAM - *Static Random Access Memory*
  - TSP - *Transport Stream Packet*
  - TX - *Transmissor*
  - VHDL - *Very-high-speed integrated circuits Hardware Description Language*

# 1 *Introdução*

A grande maioria dos atuais sistemas de telecomunicações digitais de alta taxa de transmissão - em particular sistemas *wireless broadband* ponto a ponto ou ponto multi-ponto, bem como sistemas para *broadcast* de sinais de rádio/televisão - adotam a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) como consequência da atual demanda por robustez do enlace sob alta taxa de dados transmitidos [4].

Entretanto, os sistemas OFDM são intrinsecamente sensíveis a erros de sincronismo de tempo e frequência [4] [5].

A solução proposta neste trabalho utiliza uma malha de controle no sincronismo de frequência e outra no sincronismo de tempo. O sincronismo de frequência ajusta a frequência do oscilador local do receptor. Caso essa frequência seja diferente da frequência do oscilador local do transmissor, o espectro recebido sofre um deslocamento em frequência, degradando sua recepção [6].

Já malha de controle do sincronismo de tempo ajusta a referência temporal interna do receptor através da análise de símbolos piloto inseridos no sinal. Essa malha é assistida por um sistema de sincronismo auxiliar baseado na autocorrelação do sinal recebido, que determina a referência temporal inicial do sistema. Assim, o método assistido por símbolos piloto executa o ajuste fino, levando em consideração a propriedade da FFT (*Fast Fourier Transform*) que relaciona deslocamento no tempo com desvio de fase no domínio frequência [7].

O sistema auxiliar de sincronismo de tempo, que determina a referência temporal inicial, baseia-se na redundância cíclica inserida no sinal pelo intervalo de guarda. Este sistema é denominado Sincronismo *Coarse* de Símbolo, pois oferece apenas uma estimativa inicial aproximada da posição dos símbolos OFDM no tempo.

Neste trabalho, efetuou-se a prova de conceito em *hardware* reconfigurável e em tempo real (FPGA - *Field Programmable Gate Array*). O sistema OFDM adotado para tanto é o sistema de transmissão de TV digital ISDB-T (*Integrated Services Digital Broadcasting*

- *Terrestrial*), adotado no Brasil, e que utiliza a técnica OFDM.

## 2 Sistemas OFDM

A idéia fundamental dos sistemas de transmissão OFDM é a divisão do *stream* de dados em *sub-streams* com taxa de dados mais lentas [5]. Cada um destes *sub-streams* é transmitido em uma portadora distinta, conforme a Figura 1. Observe que os dados são multiplexados entre  $K$  portadoras (neste caso, 4)<sup>1</sup>. Portanto, um sistema de transmissão OFDM envia os dados de maneira paralela no domínio frequência, diminuindo a largura de banda de cada *sub-stream* [8].

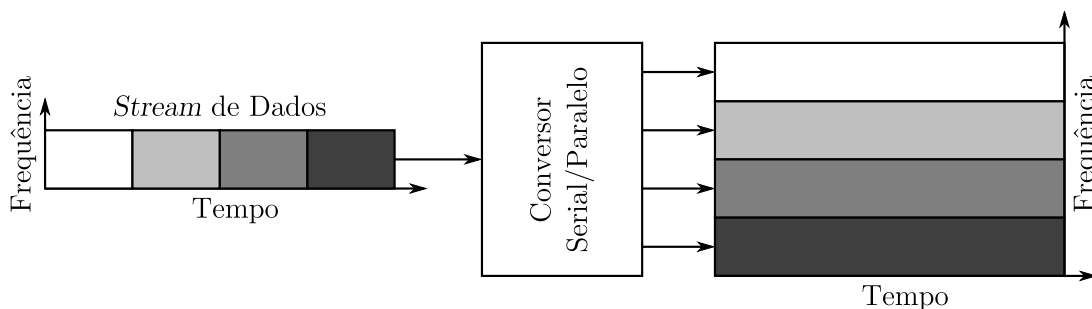


Figura 1: Modulação multiportadora, com  $K = 4$ .

Sendo  $T_s$  o período de cada símbolo do *stream* de dados principal, o período de símbolo de cada *sub-stream* será  $K \cdot T_s$ . Desta forma, a largura de banda total do sistema é conservada, porém a largura de banda efetiva de cada *sub-stream* é reduzida por um fator  $K$ , reduzindo, assim, a influência dos efeitos nocivos dos ecos do canal (multipercursos).

O processo de paralelização do *stream* de dados é executado no transmissor OFDM através de uma IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*), que modula cada *sub-stream* de dados em uma portadora distinta. Devido ao limite de representação espectral da IFFT, estas portadoras não são representadas por um impulso perfeito, mas sim por uma função *sync* e, portanto, sofrem sobreposição entre si. Porém, estas portadoras em forma de função *sync* são ortogonais entre si, possibilitando a recuperação de cada *sub-stream* no receptor, conforme a Figura 2 [8].

<sup>1</sup>Tipicamente, os sistemas OFDM utilizam milhares de portadoras.

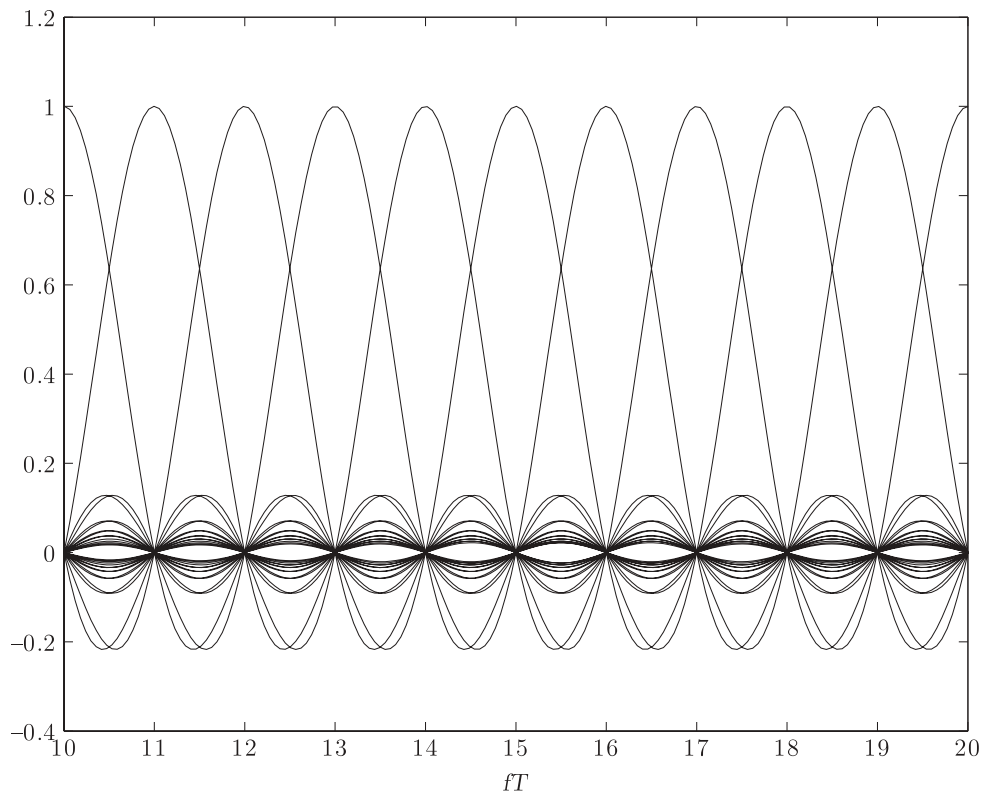


Figura 2: Subportadoras OFDM. Apesar de sobrepostas, discriminam-se entre si devido à sua ortogonalidade.

Um dos problemas (e solução) tratados neste trabalho é justamente a perda da ortogonalidade das subportadoras do sinal OFDM devido às “intempéries” do canal.

## 2.1 Transmissor OFDM

Um transmissor OFDM típico pode ser observado na Figura 3. Note que a saída da IFFT é representada na forma de número complexo, onde o sinal  $R_e$  corresponde à parte real e  $I_m$  à parte complexa. Esse sinal complexo sofre uma super-amostragem com o objetivo de aumentar a máxima frequência representável digitalmente e, posteriormente, levar o sinal à FI (Frequência Intermediária) do transmissor. No entanto, o processo de super-amostragem insere no sinal componentes espectrais indesejáveis e, portanto, o sinal é filtrado por um LPF (*Low-Pass Filter*) cujo objetivo é remover estas componentes espectrais.

Observe ainda que, após filtrados, os sinais  $R_e$  e  $I_m$  são multiplicados por um cosseno e um seno, respectivamente, de frequência  $f_i$ . Esse procedimento é chamado modulação em quadratura, cujo objetivo é levar o sinal complexo da IFFT à uma frequência intermediária



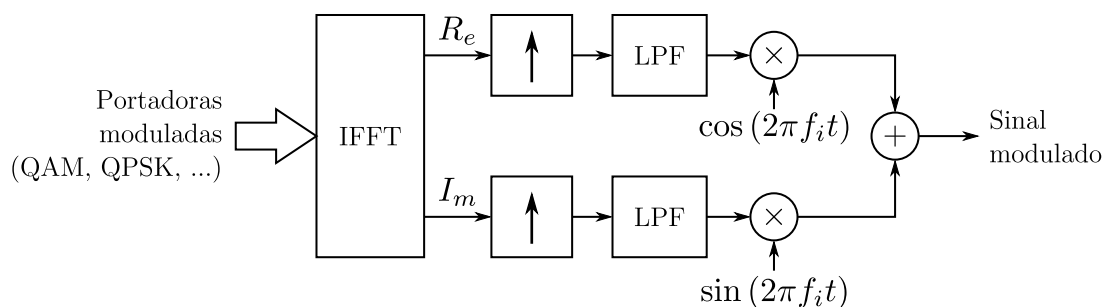


Figura 3: Típico transmissor OFDM. As portadoras de entrada da IFFT são símbolos complexos  $I + jQ$  da modulação digital (QAM, QPSK, etc) que transportam as palavras binárias a serem transmitidas [1] [2].

(FI) mantendo a ortogonalidade entre o sinal  $R_e$  e o sinal  $I_m$ <sup>2</sup>.

A Figura 4 mostra o espectro do sinal após a IFFT em um sistema de TV ISDB-T de  $6MHz$ . Esse espectro corresponde ao sinal com largura de banda de  $8,126984127MHz$ , referente ao *clock* da IFFT.

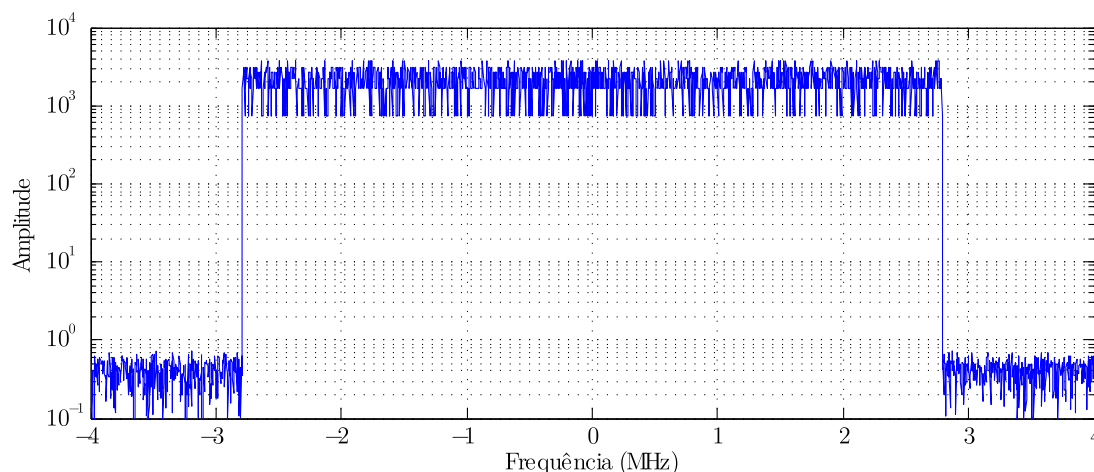


Figura 4: Espectro de um sinal ISDB-T na saída da IFFT.

Como o sinal na saída do transmissor deve estar centralizado em uma FI, o sistema deve super-amostrar o sinal para que esta super-amostragem comporte um sinal de frequência mais alta, uma vez que o sinal na saída da IFFT está em banda base (ou seja, centralizado em  $0Hz$ ). Assim, o sinal sofre uma super-amostragem para que os limites estabelecidos pelo teorema de *Nyquist* permitam que a frequência do sinal seja elevada. A Figura 5 mostra o espectro do sinal super-amostrado com fator de *upsampling* igual a 8. Observe que o sinal agora é representado de  $-32MHz$  a  $32MHz$ .

Após super-amostrado, o espectro do sinal apresenta componentes indesejáveis. As-

<sup>2</sup>Conforme a identidade de Euler:  $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$ .

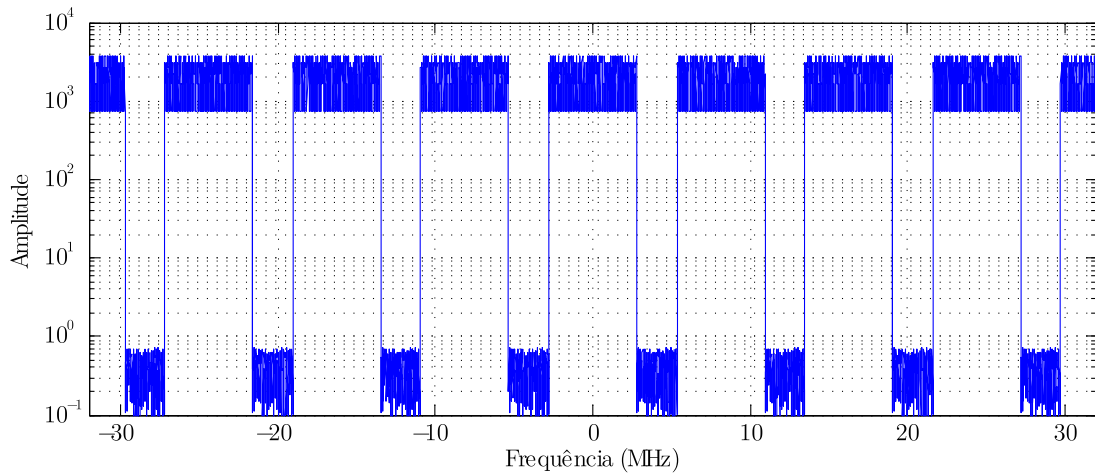


Figura 5: Espectro do sinal super-amostrado. Observe a presença de componentes espectrais indesejáveis.

sim, este sinal é filtrado com o objetivo de eliminar estas componentes. A Figura 6 mostra o espectro do sinal após o LPF (*Low-Pass Filter*).

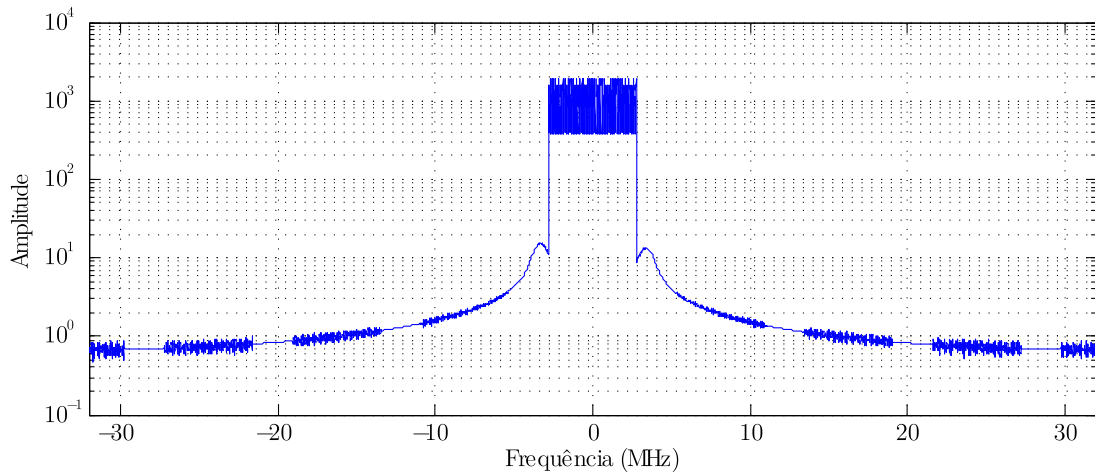


Figura 6: Espectro do sinal após filtragem.

Em seguida, o sinal é modulado em quadratura, onde os sinais  $R_e$  e  $I_m$  são ortogonalizados e levados a frequência FI digital, que neste exemplo é  $5MHz$  conforme a Figura 7.

Tipicamente, os moduladores OFDM fornecem o sinal em FI e/ou RF analógica, através de um *up-converter* [1] [2] [5].

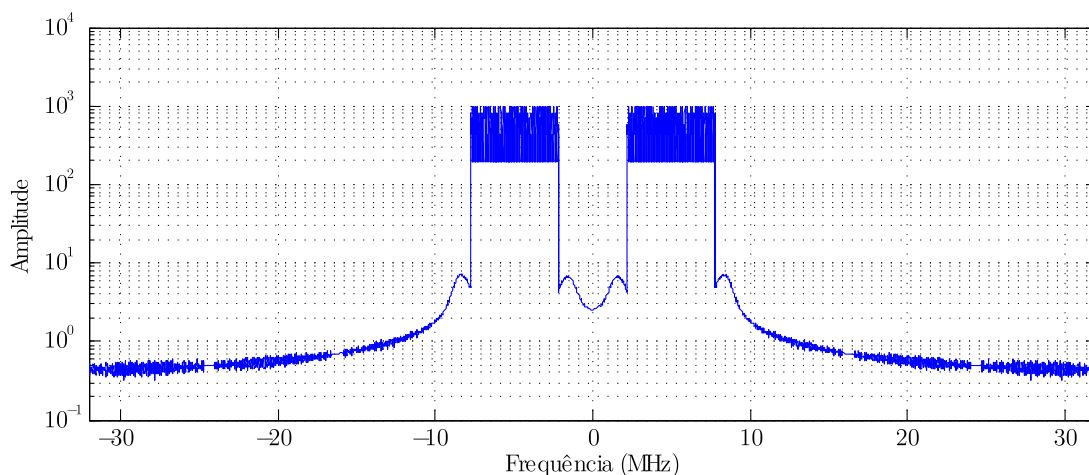


Figura 7: Espectro do sinal em FI digital de  $5\text{MHz}$ .

## 2.2 Receptor OFDM

Conforme visto na seção anterior, um transmissor OFDM paraleliza os dados transmitidos em portadoras ortogonais entre si, através de uma IFFT. Já o receptor deve executar a operação inversa.

De maneira dual ao transmissor, o receptor OFDM recupera o *stream* de dados original através de uma FFT (*Fast Fourier Transform*) que, tendo a mesma referência temporal que a IFFT do transmissor, demodula cada *sub-stream* recebido e recupera o *stream* original.

A Figura 8 mostra o diagrama de blocos simplificado de um receptor OFDM. Observe que logo na entrada do receptor há um demodulador em quadratura, onde o sinal é novamente multiplicado por  $\cos(2\pi f_i t)$  e  $\sin(2\pi f_i t)$ . No entanto, essa multiplicação, além de levar o sinal à banda base, também insere componentes espectrais indesejadas que são eliminadas por um LPF. Após filtrado, o sinal é decimado e entra na FFT, onde cada subportadora é demodulada e o *stream* de dados recuperado.

A Figura 9 mostra o espectro de um sinal de TV digital ISDB-T com frequência central em  $5\text{MHz}$  e largura de banda de  $6\text{MHz}$ , capturado por um conversor AD operando a  $8F_s$ , sendo  $F_s$  a frequência de amostragem da FFT (que no sistema ISDB-T é  $8,126984127\text{MHz}$ ), sendo a frequência central de  $5\text{MHz}$  a FI do sinal [3].

Já a Figura 10 mostra o espectro do sinal após a demodulação em quadratura, ou seja, após a multiplicação por  $\cos(2\pi f_i t)$  e  $\sin(2\pi f_i t)$ . Observe que a demodulação em quadratura deslocou o espectro do sinal para  $0\text{Hz}$  (banda base), além de gerar outras componentes

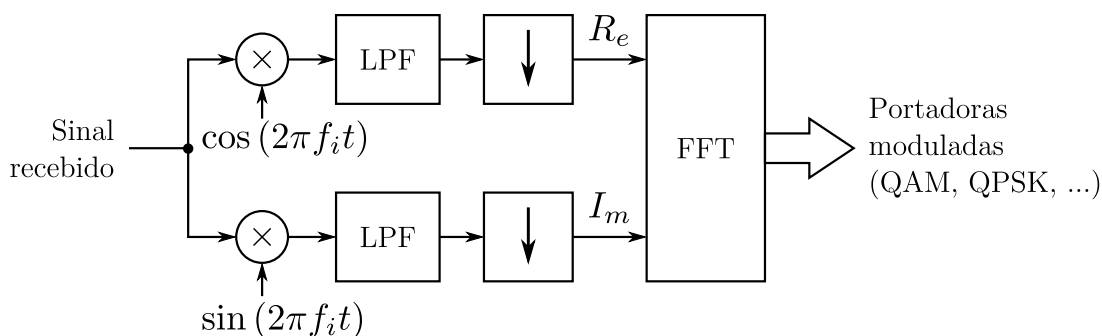


Figura 8: Receptor OFDM simplificado.

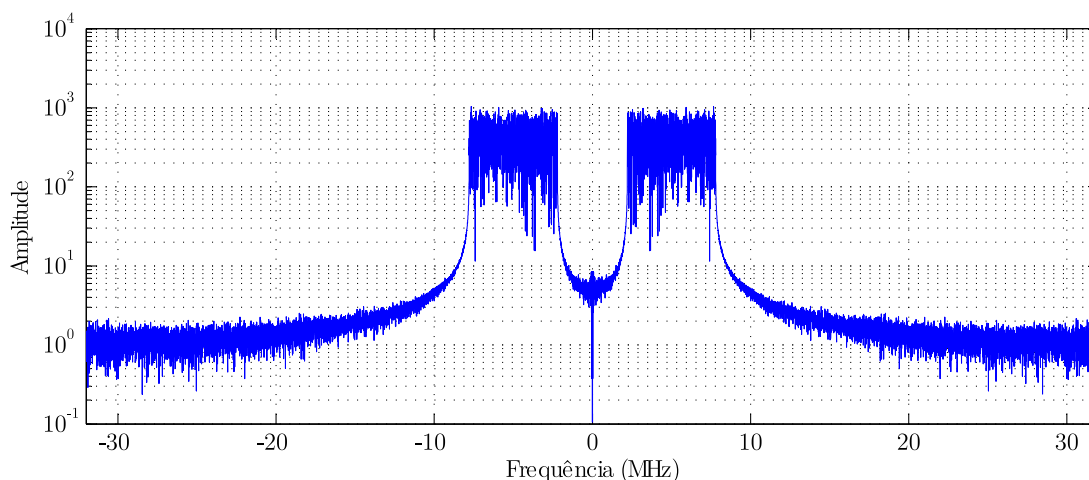


Figura 9: Espectro do sinal de TV ISDB-T na entrada do receptor.

indesejáveis em função do batimento de frequências.

Esses produtos indesejáveis da demodulação em quadratura são removidos através do LPF. O espectro do sinal filtrado pode ser observado na Figura 11.

Após filtrado, o sinal deve ser representado na frequência de amostragem da FFT, ou seja,  $F_s$ . Portanto, o sinal filtrado (em  $8F_s$ ) deve ser decimado. Esse processo de decimação “escolhe” uma entre  $N_u$  sub-amostras do sinal super amostrado para formar uma amostra do sinal em  $F_s$ , sendo  $N_u$  o fator de super amostragem que neste exemplo é 8. A Figura 12 mostra o espectro do sinal após a decimação. Note que o sinal agora é representado em uma banda de  $8,126984127\text{MHz}$ , referente à  $F_s$  da FFT.

O sincronismo entre a  $f_i$  do sinal recebido e a  $f_i$  do receptor é efetuado pelo sub-sistema de sincronismo em frequência, tratado neste trabalho. Já o alinhamento entre o início da IFFT do transmissor e o início da FFT do receptor consiste no sub-sistema de sincronismo de tempo. Esse sistema de sincronismo de tempo atua na “escolha” da sub-amostra no processo de decimação e na referência temporal interna da FFT.

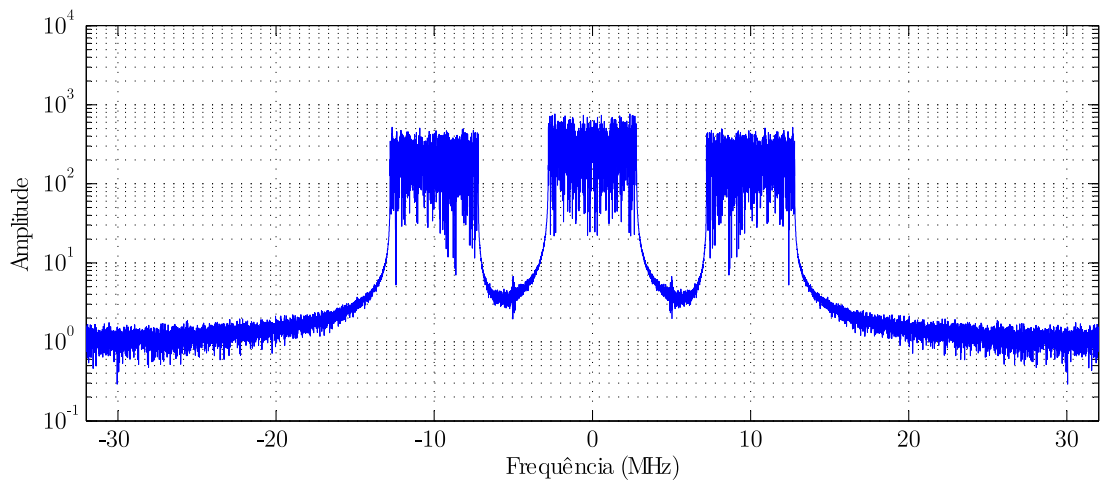


Figura 10: Espectro do sinal recebido, após a demodulação em quadratura. Observe os sub-produtos indesejáveis do batimento de frequências.

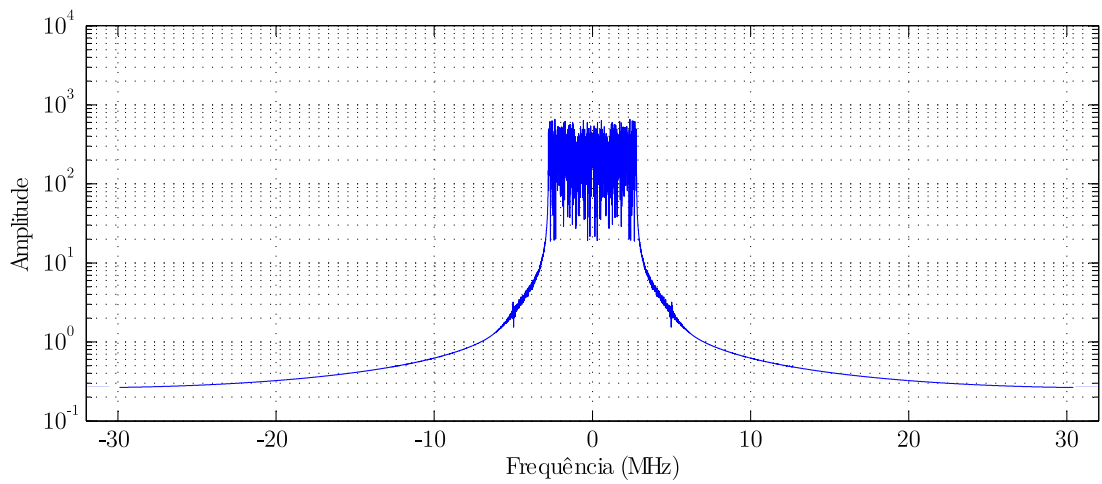


Figura 11: Espectro do sinal após a filtragem.

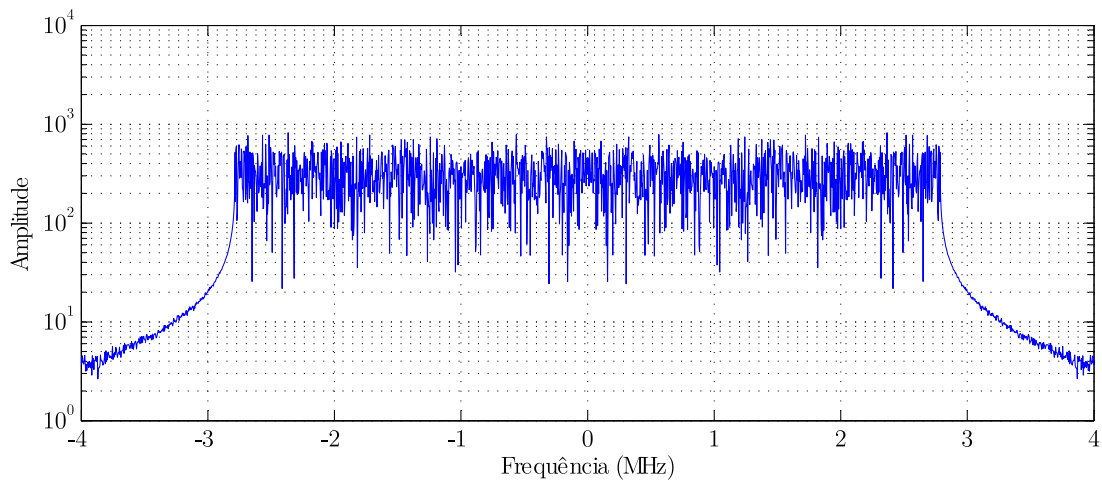


Figura 12: Espectro do sinal após a decimação, representado em  $F_s$ .

## 3 *Consequências da Falha do Sub-Sistema de Sincronismo*

Os sistemas de transmissão OFDM são bastante sensíveis aos erros de sincronismo [4] [6]. A diferença entre o *clock* do transmissor e do receptor e efeito *Doppler* deslocam o espectro do sinal. Esse deslocamento do espectro causa a perda da ortogonalidade entre portadoras, de maneira que uma passa a interferir na outra [4].

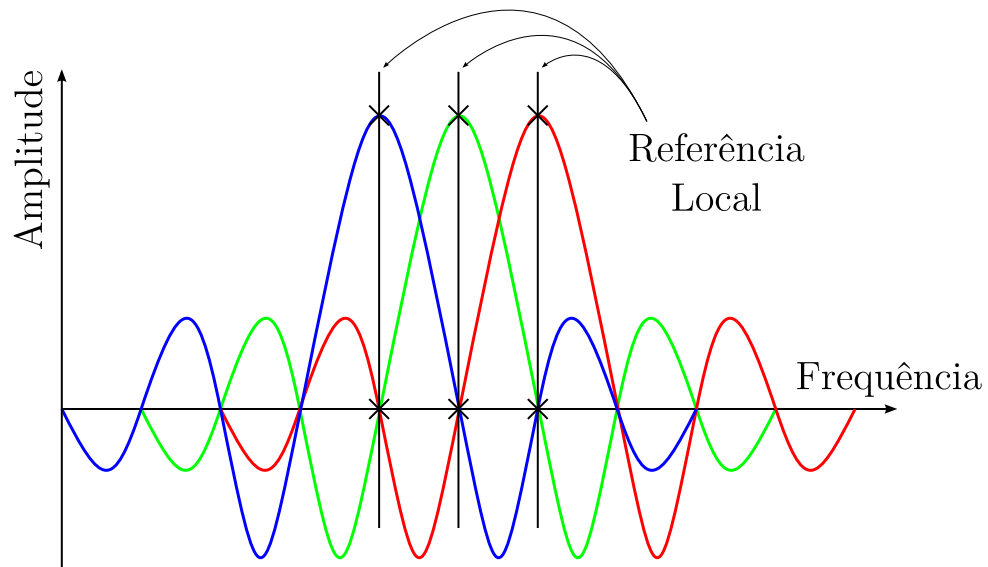
Essa diferença entre o *clock* do transmissor e do receptor também causa erro na referência temporal do receptor [9]. Essa referência de tempo determina a relação entre os blocos de dados da IFFT no transmissor e os blocos de dados da FFT no receptor. Caso essa referência seja incorreta, os dados da saída da FFT apresentam distorção de fase e, caso esse erro persista, os dados que entram na FFT não correspondem à um bloco de dados da IFFT no transmissor, impossibilitando o correto funcionamento do receptor.

### 3.1 *ICI (Inter-Carrier Interference)*

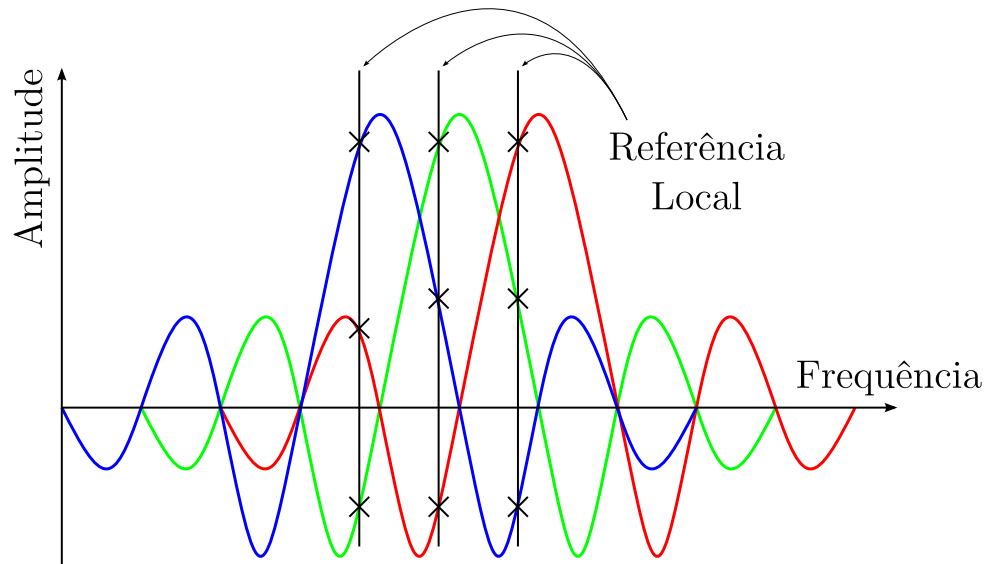
Em situações de recepção onde há um deslocamento em frequência do canal, as portadoras do sinal OFDM perdem a ortogonalidade entre si, degradando o sinal recebido [10]. Quando a FI local é igual à frequência do sinal recebido, as portadoras são ortogonais entre si, conforme a Figura 13(a), onde as linhas verticais representam a referência local de cada portadora. Note que a referência local intercepta a portadora correspondente em seu máximo de amplitude, e no zero das demais.

Porém, quando o sinal recebido e a referência local estão defasados entre si, a referência temporal intercepta mais de uma portadora em posições não nulas de amplitude, conforme a Figura 13(b). Neste caso, observa-se claramente a interferência entre portadoras (ICI), uma vez que a resultante será a combinação linear de todas as portadoras sobrepostas.

A Figura 14 mostra o efeito da ICI na constelação de símbolos IQ do sinal multiportadora do sistema ISDB-T com as portadoras moduladas em 16QAM (*Quadrature*



(a) Portadoras OFDM. Referência local alinhada com as portadoras.



(b) Portadoras OFDM com *offset*. Referência local desalinhada com as portadoras, causando interferência.

Figura 13: ICI (*Inter-Carrier Interference*). Efeito do deslocamento do espectro.

---

*Amplitude Modulation*) com FI de  $5MHz$ . Observe que quanto maior o erro em frequência ( $\Delta f_i$ ), maior é a dispersão dos pontos da constelação, efeito causado pela interferência de uma portadora na portadora adjacente. Outra observação importante é que a ICI também causa o giro na constelação, sendo que quanto maior  $\Delta f_i$ , mais rápido a constelação gira.



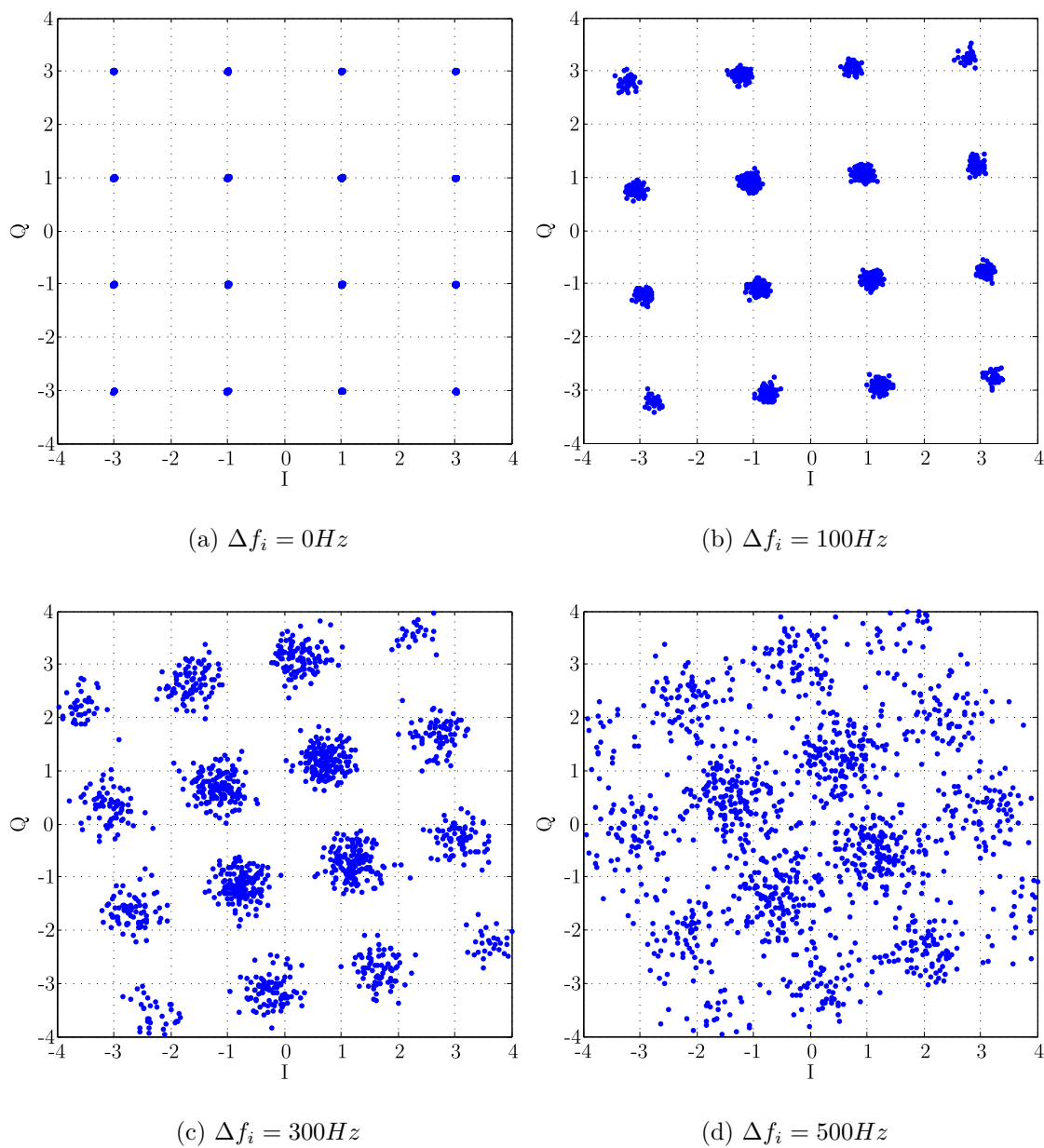


Figura 14: Perda da ortogonalidade dos símbolos IQ de um sinal OFDM, modulado em 16QAM, em função do desvio da FI.

## 3.2 ISI (*Inter-Symbol Interference*)

No contexto de sistemas OFDM, um símbolo OFDM compreende um conjunto de milhares de símbolos IQ. Um símbolo OFDM, no transmissor corresponde à um bloco de dados de saída da IFFT. Assim, o receptor OFDM deve estabelecer uma relação entre os símbolos OFDM recebidos e o início do cálculo de cada bloco da FFT.

O erro no tempo de início de cálculo de cada bloco da FFT - e conseqüentemente a ISI entre símbolos OFDM - são causados pelo multipercurso e pela diferença entre os osciladores de *clock* do TX e RX. Por mais precisos que sejam os componentes utilizados na construção destes osciladores, o sincronismo de tempo absoluto entre TX e RX é impraticável sob malha aberta. Além disso, em sistemas de *broadcast*, como no caso da TV digital, o receptor consiste em um produto de consumo e, portanto, deve apresentar um baixo custo, limitando a utilização de componentes de alto desempenho na construção do oscilador de *clock*.

Essa diferença entre a frequência do oscilador de *clock* do TX e a frequência do oscilador de *clock* do RX resulta na diferença entre a taxa de dados recebida e a taxa de dados esperada. Desta forma, há um escorregamento no tempo dos dados recebidos em relação ao *clock* local. Uma vez que ocorre um escorregamento de dados, a referência temporal do receptor deve acompanhar esse deslocamento.

Uma referência temporal incorreta insere uma rotação de fase em cada portadora, sem a perda da ortogonalidade entre elas. A Figura 15 mostra a constelação de símbolos IQ de um sinal OFDM modulado em 16QAM para diferentes valores de  $s$ , que é o deslocamento do sinal recebido em relação ao *clock* do receptor, em ciclos de *clock*. Note que um deslocamento de apenas uma fração de ciclo de *clock* é suficiente para que os símbolos IQ da constelação saiam das suas respectivas regiões de decisão.

Uma diferença constante entre o *clock* do TX e o *clock* do RX produz um desvio da referência temporal crescente. Desta forma, este e desvio da referência temporal pode chegar a um valor crítico onde o bloco de dados de entrada da FFT não mais corresponde a um símbolo OFDM, causando ISI [11].

Um mecanismo utilizado para aumentar a robustez ao multipercurso dos sinais OFDM é o intervalo de guarda, que consiste na adição, no final de cada símbolo OFDM, de uma cópia dos dados do início do próprio símbolo, conforme mostra a Figura 16. Além de proteger o símbolo OFDM subsequente dos ecos gerados por multipercurso no canal, o intervalo de guarda insere uma redundância controlada e cíclica no símbolo OFDM que é

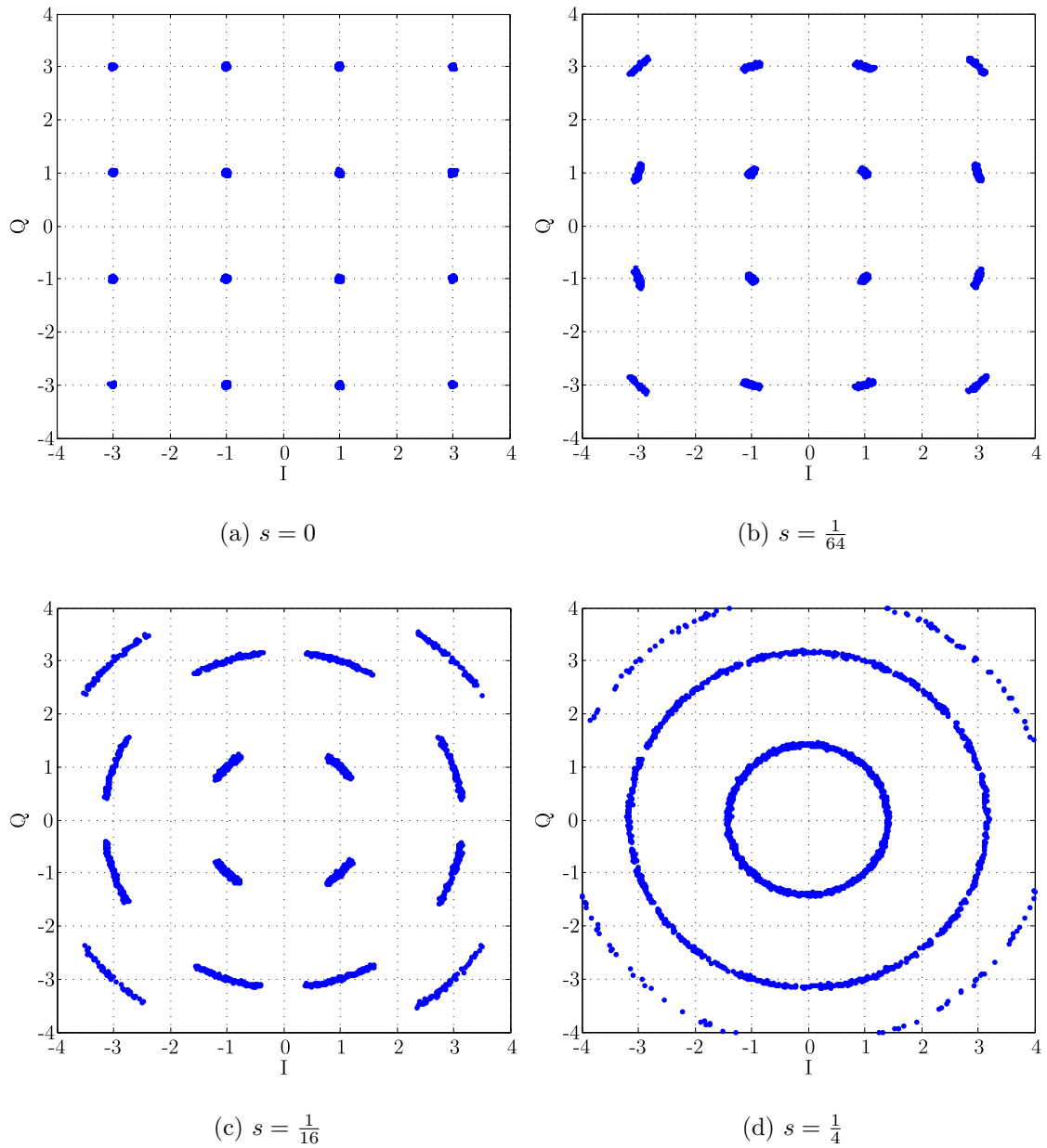


Figura 15: Desvio de fase dos símbolos IQ de um sinal OFDM, modulado em 16QAM, em função do deslocamento do sinal em relação ao *clock* local.

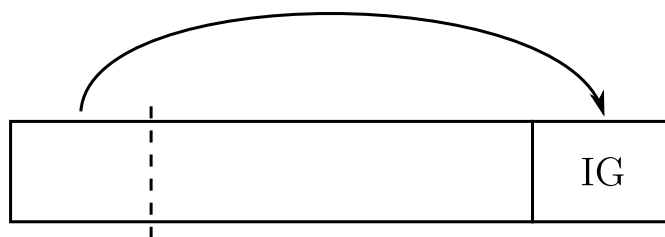


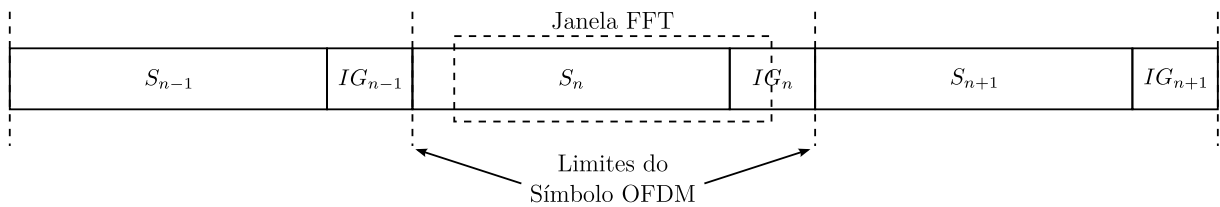
Figura 16: Inserção do intervalo de guarda. O TX insere no final do símbolo OFDM uma cópia dos dados do seu início.

utilizada na determinação da referência temporal aproximada, com o custo de consumir banda útil do sistema.

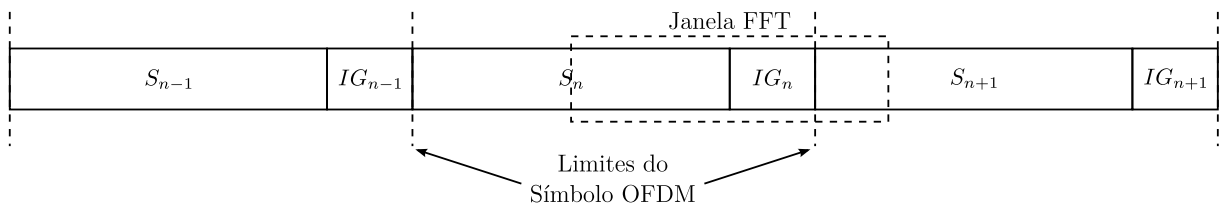
A Figura 17(a) mostra a referência temporal da FFT em relação aos dados de entrada do receptor. Note que a presença do intervalo de guarda proporciona uma folga à janela da FFT. Portanto, deseja-se que o posicionamento do início da janela da FFT esteja na metade da porção de dados referentes ao intervalo de guarda, a fim de maximizar a distância do início da janela da FFT em relação aos limites críticos (início do símbolo e fim da porção de dados correspondentes ao intervalo de guarda).

Já a Figura 17(b) mostra uma situação de interferência inter-simbólica, onde o bloco de dados de entrada da FFT abrange porções de dois símbolos OFDM diferentes. Desta forma, o sistema de sincronismo deve manter o erro de tempo dentro dos limites estabelecidos pelo tamanho do intervalo de guarda.

Assim, quanto maior o intervalo de guarda inserido no receptor, menores são as chances de ocorrência de ISI, seja por multipercursos ou escorregamento de dados em relação ao *clock*. Porém, o intervalo de guarda consome banda útil do canal, e portanto, seu tamanho deve ser dimensionado com o objetivo de equilibrar a robustez e a largura de banda do sistema.



(a) Referência temporal correta. A janela da FFT possui dados de apenas um símbolo OFDM.



(b) Referência temporal incorreta. Os dados da janela da FFT pertencem a dois símbolos OFDM distintos.

Figura 17: ISI (*Inter-Symbol Interference*). Efeito da referência temporal nos dados de entrada da FFT.

## 4 *Receptor OFDM Proposto*

Com o objetivo de evitar a ICI e a ISI, este trabalho propõe um novo sistema de sincronismo de tempo e frequência. O modelo do receptor proposto é mostrado na Figura 18, onde os blocos em cinza representam os sistemas de sincronismo. Observe que a medição do erro é feita no domínio frequência, aproveitando o espectro gerado pela FFT já presente no receptor OFDM padrão. Os erros medidos na saída da FFT são enviados aos sistemas de sincronismo de frequência e tempo.

O sistema de sincronismo de frequência ajusta o NCO (*Numerically Controlled Oscillator*) da demodulação em quadratura com a finalidade de ajustar a frequência  $f_i$ , que é a FI na entrada do demodulador, conforme mostra a Figura 18. Já o sistema de sincronismo de tempo, além de ajustar o deslocamento temporal dos dados de entrada da FFT, também atua na interpolação e decimação dos dados, conforme [12].

Observe que o erro é medido baseado no resultado da FFT. Porém, a FFT precisa de uma referência temporal para que possa funcionar e sem a medição do erro essa referência não pode ser determinada. Assim, o correlator OFDM estabelece uma referência temporal aproximada suficiente para o funcionamento da FFT e o posterior cálculo do erro.

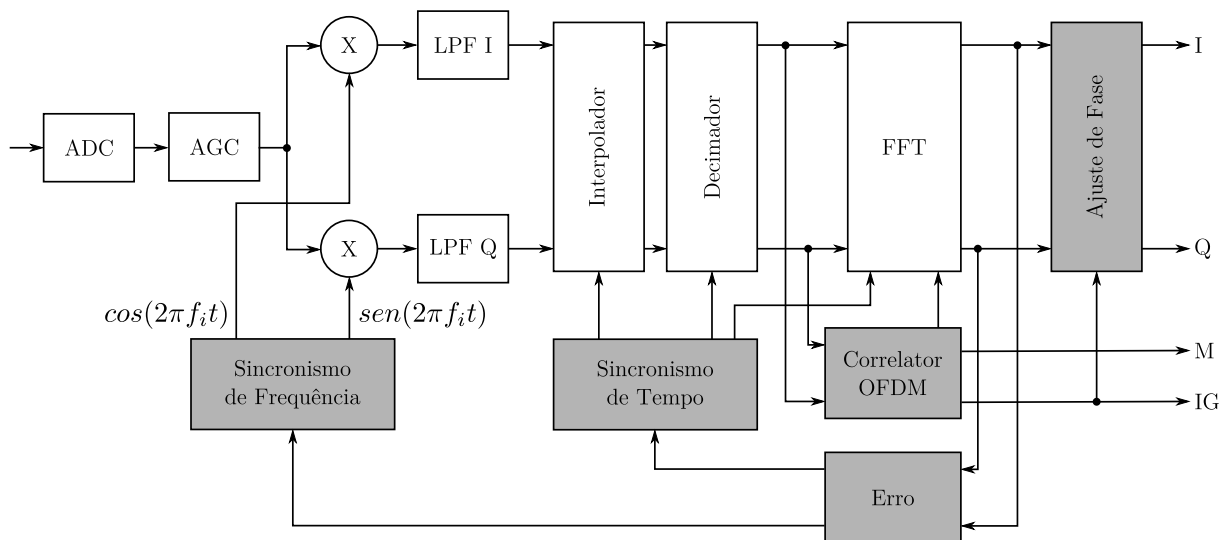


Figura 18: Receptor OFDM. Observe o bloco “Erro”, que calcula os erros de tempo e frequência baseado no espectro do sinal e os envia aos sistemas de sincronismo, que aplicam a correção no domínio tempo.

## 5 *Sincronismo de Frequência*

Conforme visto na seção 3.1, a ICI é causada pelo deslocamento do espectro do sinal transmitido. Esse deslocamento pode ocorrer em função do efeito *Doppler* ou da variação de frequência entre a FI do TX e RX. Como o oscilador local do receptor é, direta ou indiretamente sincronizado ao *clock* do sistema, a diferença entre a frequência de *clock* do TX e RX também causa o deslocamento do espectro OFDM.

O sincronismo de frequência em si consiste no ajuste da frequência do oscilador local do receptor que faz a *down-conversão* do sinal recebido da FI para a banda base, oscilador este que é um NCO. A informação de erro, ou seja, do deslocamento no espectro é determinado no domínio frequência, através do giro da constelação de símbolos IQ através da medida da variação de fase da CP (*Continuous Pilot*) no tempo, que consiste em um símbolo piloto, adicionado pelo TX no final do espectro OFDM [3].

O sistema de sincronismo de frequência pode ser observado, em destaque, na Figura 19. Observe que a medição do erro é feita após a FFT, onde a portadora CP é evidenciada. Já o ajuste é executado no NCO gerador do seno e cosseno da demodulação em quadratura.



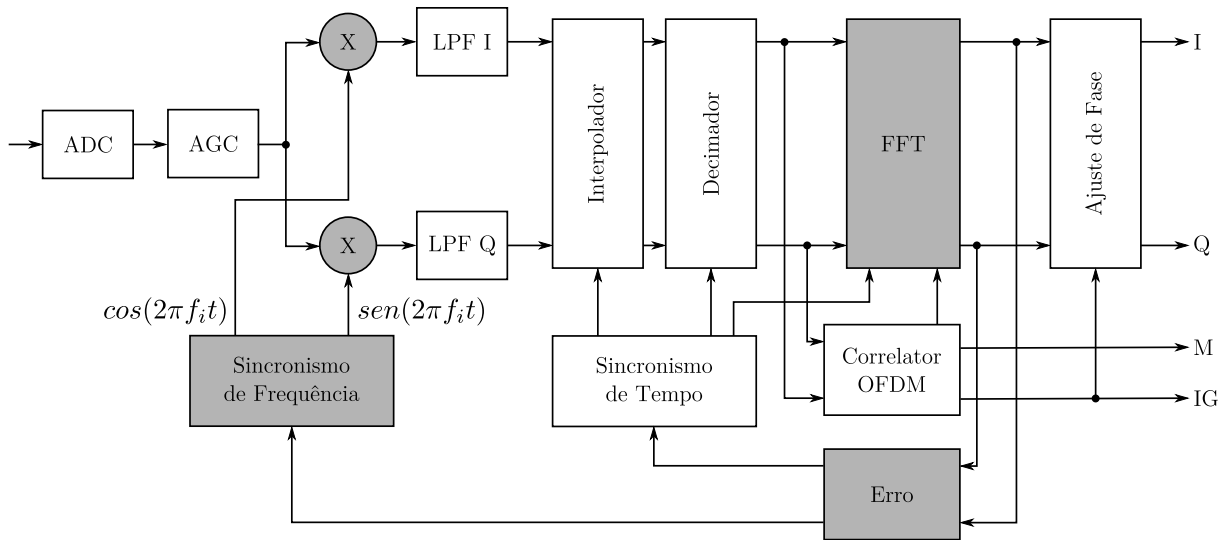


Figura 19: Receptor OFDM, com sistema de sincronismo de frequência em destaque.

## 5.1 Cálculo do Erro

A diferença entre a frequência do sinal recebido e a FI local (causada pela diferença entre os osciladores do TX e RX ou efeito *Doppler*) causa a rotação da constelação de símbolos IQ no domínio frequência [6]. No sistema ISDB-T, o TX adiciona no final do espectro uma portadora piloto modulada em BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), denominada CP.

A Figura 20 mostra a estrutura de um *frame* OFDM, com a CP destacada em cinza. Note que o símbolo CP posiciona-se sempre na mesma portadora, no final do espectro [3].

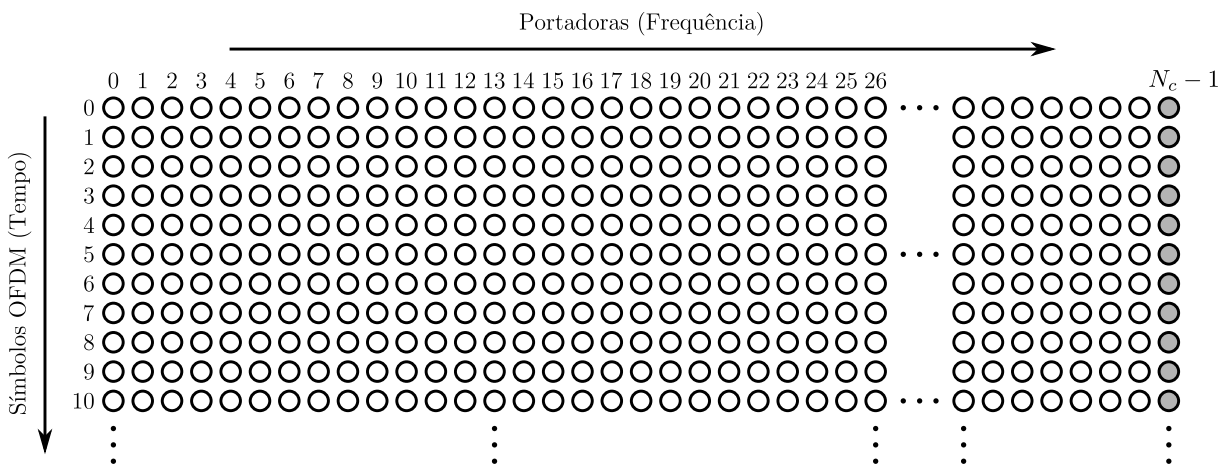


Figura 20: *Frame* OFDM com portadora CP destacada em cinza, onde  $N_c$  é o número de portadoras de um símbolo OFDM. Observe que a CP posiciona-se sempre na mesma portadora.

Portanto, a variação de fase no tempo observada no símbolo CP recebido identifica a diferença de frequências entre a FI do TX e do RX. Assim, medindo-se a variação da fase da CP no tempo, é possível determinar a variação de frequência, conforme a Equação 5.1, sendo  $T_{sym}$  o período do símbolo OFDM.

$$\Delta f_i(n) = \frac{\angle CP(n) - \angle CP(n-1)}{T_{sym}} \quad (5.1)$$

No entanto, o desvio de frequência da FI pode ser pequeno demais para que a fase da CP varie de forma significativa entre dois símbolos OFDM adjacentes no tempo, mas eventualmente pode ser grande o suficiente para causar ICI. Desta forma, o sistema implementado neste trabalho aumenta gradativamente o período de diferenciação (ou seja, a distância no tempo entre duas portadoras CP utilizadas na diferenciação), com o objetivo de evidenciar o giro da constelação. A Equação 5.2 mostra o cálculo da diferença de fase entre duas portadoras CP, baseado na diferença de fase entre duas portadoras distantes no tempo em  $p$  símbolos OFDM.

$$\Delta\theta(n) = \angle CP(n) - \angle CP(n-p) \quad (5.2)$$

A variável  $p$  assume o valor inicial  $2^0 = 1$ , ou seja, a diferenciação é feita entre a fase de dois símbolos CP adjacentes ( $\angle CP(n) - \angle CP(n-1)$ ). Porém, com a atuação do sistema de sincronismo, o erro em frequência tende a um valor pequeno demais para ser detectado pela diferenciação mas grande o suficiente para degradar o sinal. Assim, ao detectar a convergência do erro o sistema aumenta o período de diferenciação, onde  $p$  agora assume o valor  $2^1 = 2$ , ou seja, a diferenciação agora ocorre entre dois símbolos distantes em dois períodos no tempo ( $\angle CP(n) - \angle CP(n-2)$ ). Assim, a variável  $p$  assume o valor  $2^n$  (sendo  $n = 0,1,2,3,\dots$ ) conforme o erro em frequência converge para zero, promovendo um aumento gradativo da sensibilidade do diferenciador. No entanto, em caso de divergência do erro,  $p$  assume o valor inicial 1, reiniciando o ciclo.

A Figura 21 mostra a implementação digital do cálculo do erro da FI, onde  $G_f$  é o ganho final do cálculo do erro. Note que utilização de valores de exponenciais de base 2 para a variável  $p$  simplificam o *hardware* utilizado.

Observe ainda, na Figura 21, que o circuito digital de cálculo do erro em frequência possui uma entrada de ajuste de fase. Essa entrada tem o objetivo de compensar o processo de cálculo do erro em frequência em função da influência dos demais sistemas de sincronismo do receptor neste processo. A descrição detalhada desse ajuste será vista na

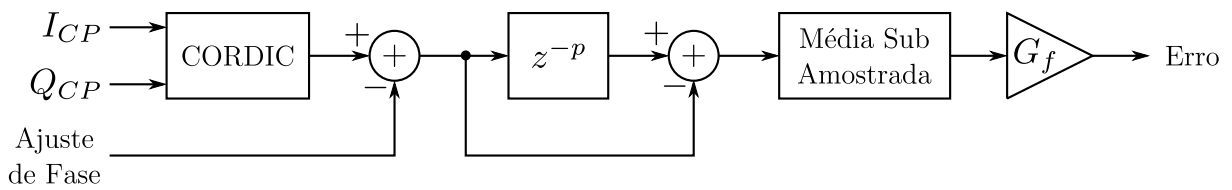


Figura 21: Implementação do cálculo do erro de frequência.

seção 6.2.4.2.

A saída do CORDIC (*COordinate Rotation DIgital Computer*) [13], que representa a fase da portadora CP, consiste em um sinal cuja representação binária corresponde ao círculo de raio unitário, ou seja, o fundo de escala positivo ( $2^{N_c-1} - 1$ ) representa o valor angular  $\pi \text{ rad}$ , e o fundo de escala negativo ( $-2^{N_c-1} - 1$ ) representa o valor angular  $-\pi \text{ rad}$ , sendo  $N_c$  o número de *bits* da saída do CORDIC. No sistema proposto,  $N_c = 16$ , e assim, o valor  $2^{16-1} - 1 = 32767$  equivale ao ângulo  $\pi \text{ rad}$  e o valor  $-2^{16-1} - 1 = -32767$  equivale ao ângulo  $-\pi \text{ rad}$ . Desta forma, um *overflow* ou *underflow* equivale à um giro no círculo de raio unitário, facilitando a implementação digital.

Em seguida, o valor de  $\Delta\theta(n)$ , é submetido à um algoritmo de média sub-amostrada. O resultado deste algoritmo, aqui denominado  $\Delta\theta_m(n)$ , consiste na média de  $M_S$  valores de  $\Delta\theta(n)$ . Observe o pseudo-código abaixo, onde `d_theta` é  $\Delta\theta(n)$ , `d_theta_m` é  $\Delta\theta_m(n)$  e `count` é o contador de controle.

#### Pseudo-Código da Média Sub-Amostrada

```

1   d_theta_m=0;
2   count=0;
3   for (;;)
4   {
5       d_theta_m=d_theta_m+d_theta;
6       if (count<Ms) count=count+1;
7       else
8       {
9           error=d_theta_m/Ms;
10          d_theta_m=0;
11          count=0;
12      }
13  }
```

Note que o valor do erro (**error**) varia apenas a cada  $M_S$  ciclos (por isso o algoritmo é chamado de média sub-amostrada). Caso  $M_S$  seja um valor baixo, a malha de controle tende a sincronizar mais rapidamente, porém sofrendo os efeitos do ruído aditivo com mais intensidade. Já para um valor alto de  $M$ , o efeito do ruído aditivo é amenizado, porém com o aumento do tempo de sincronismo da malha. Experimentalmente, determinou-se que  $M_S = 32$ , ou seja,  $\Delta\theta_m(n)$  é a média de 32 amostras de  $\Delta\theta(n)$ , com o objetivo de otimizar a MER (*Modulation Error Ratio*) do sistema, sem comprometer o tempo de sincronismo da malha.

No sistema de sincronismo de frequência, o sinal de erro é enviado à um NCO com objetivo de corrigir a FI local do receptor. O ganho  $G_f$  da Figura 21 ajusta o sinal de erro em frequência à escala da implementação digital do NCO e compensa o efeito de  $p$  na diferenciação. Sendo  $clk_{nco}$  o *clock* do NCO e  $N_{nco}$  o número de *bits* da palavra de controle do NCO, o passo em frequência para cada unidade binária do ajuste do NCO é dado por:

$$\begin{aligned} S_{nco} &= \frac{\frac{clk_{nco}}{2}}{2^{N_{nco}-1}} \\ S_{nco} &= \frac{clk_{nco}}{2^{N_{nco}}} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Para converter o erro em frequência em uma palavra de controle do NCO e compensar  $p$ , o ganho  $G_f$  é dado pela Equação 5.4, onde  $N_e$  é o número de *bits* do erro em frequência.

$$\begin{aligned} G_f &= \frac{1}{2^{N_e} \cdot T_{sym} \cdot S_{nco} \cdot p} \\ G_f &= \frac{2^{N_{nco}}}{2^{N_e} \cdot T_{sym} \cdot clk_{nco} \cdot p} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Assim, a saída do circuito da Figura 21 é dada pela Equação 5.5:

$$e_f(n) = G_f \cdot \Delta\theta_m(n) \quad (5.5)$$

No receptor proposto,  $N_e = 19$ ,  $N_{nco} = 32$  e  $clk_{nco} = 8F_s$  ( $65,0158730158MHz$ ). Já o período  $T_{sym}$ , que depende do modo de transmissão e do IG, é dado pela Tabela 1 [3].

$T_{sym}(\mu s)$	$IG\frac{1}{4}$	$IG\frac{1}{8}$	$IG\frac{1}{16}$	$IG\frac{1}{32}$
Modo 1	315	283,5	267,75	259,875
Modo 2	630	567	535,5	519,75
Modo 3	1260	1134	1071	1039,5

Tabela 1: Período do símbolo OFDM (em  $\mu s$ ) em função das configurações do sistema ISDB-T.

## 5.2 Controle

O sistema de controle da FI consiste em uma malha fechada. Este sistema de controle ajusta o NCO que gera o seno e o cosseno da demodulação em quadratura, conforme a Figura 22.

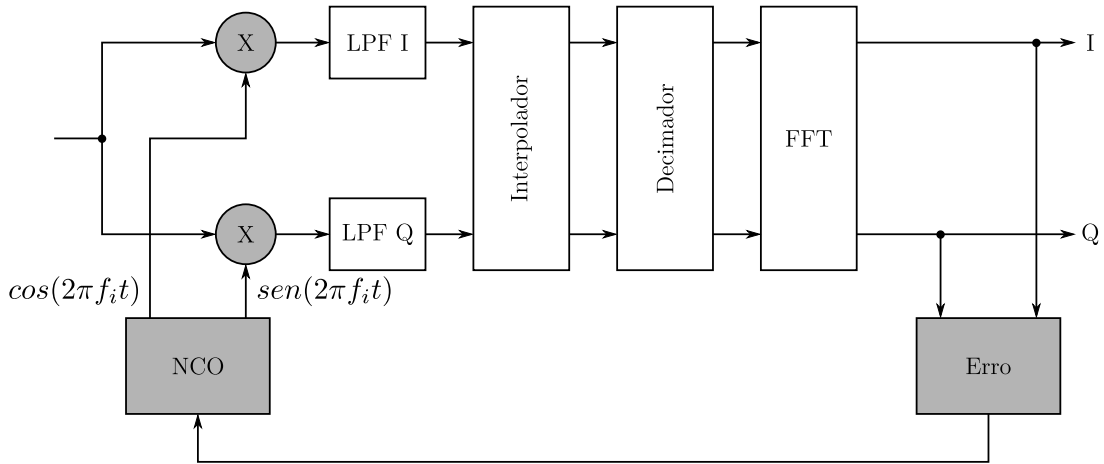


Figura 22: Malha de controle do sincronismo de frequência.

Basicamente, o sistema de controle interno ao NCO acumula o desvio de frequência em uma referência local (portanto, a malha de controle é integral, pois compensa a dinâmica diferencial do erro em frequência), conforme a Equação 5.6. A referência  $f_{iRX}$  é inicializada com o valor teórico da FI do transmissor OFDM e é ajustada ao longo do tempo com o valor de  $\Delta fi$ , sendo  $\Delta fi = -e_f$ .

$$f_{iRX} \leftarrow f_{iRX} - \Delta fi \quad (5.6)$$

Desta forma, o controle de frequência tenta aproximar  $f_{iRX}$  o máximo possível da FI real do sinal recebido. Na inicialização do sistema, a FI do sinal recebido é diferente da FI local e, portanto, o erro consiste em uma função degrau. Já em regime, a FI do sinal

recebido pode variar em função do efeito *Doppler*. Assim, a malha de controle do NCO tende a atuar predominantemente no transitório do sistema.

Outra característica importante do controlador é a frequência com que o mesmo entra em ação. A atuação do controlador é executada a cada valor de erro que este recebe. Porém, a frequência com que o erro é informado ao controlador diminui com o tempo em função do período crescente da diferenciação da CP no cálculo do erro (controlado pela variável  $p$ ). Portanto, o controlador possui a tendência de atuar cada vez menos no sistema, conforme o tempo passa.

A implementação do NCO é feita com o algoritmo DDS (*Direct Digital Synthesis*), utilizando um *IP Core* da *Xilinx* [14], sendo  $f_{iRX}$  a palavra de controle deste NCO.

## 6 *Sincronismo de Tempo*

A falta de sincronismo de tempo do RX em relação ao TX causa o deslocamento dos dados recebidos em relação ao *clock* local. Se este escorregamento persistir, os blocos de dados da entrada da FFT consistirão de porções de símbolos OFDM distintos. Portanto, o sistema de sincronismo de tempo deve evitar o escorregamento de dados em relação ao *clock* local a fim de evitar a ISI [11].

Esse deslocamento de dados é evitado deslocando-se a referência temporal da FFT no sentido contrário. Este procedimento, implica na adição de uma malha de controle fechada que quantifica o erro de tempo e ajusta a referência local.

A medida do erro de tempo é executada após a FFT, ou seja, o erro estará disponível apenas após a FFT estar em funcionamento. Porém, a FFT necessita de uma referência temporal para que inicie seu funcionamento. Desta forma, há a necessidade de um sistema adicional de sincronismo de tempo que estabeleça uma referência temporal inicial apenas para dar início ao funcionamento da FFT. Assim, o sistema de sincronismo de tempo é dividido em dois sub-sistemas: o sincronismo *coarse* que estabelece a referência inicial (e imprecisa) da FFT e o sincronismo *fine* que consiste em um sistema em malha fechada que refina a referência anteriormente obtida [9].

O sistema de sincronismo de tempo, pode ser observado, em destaque, na Figura 23.

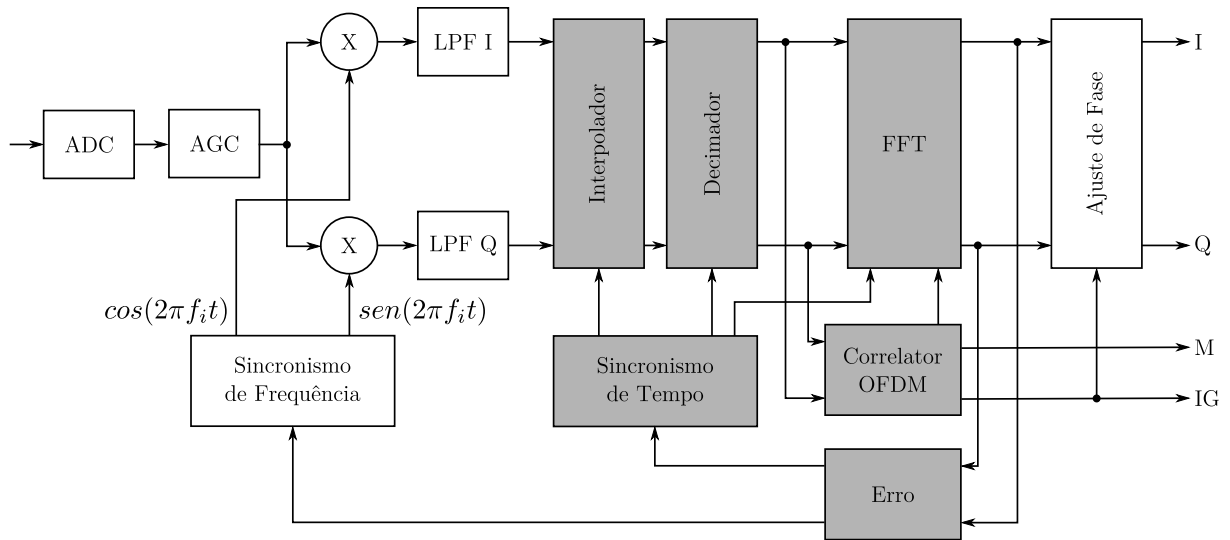


Figura 23: Receptor OFDM, com sistema de sincronismo de tempo em destaque.  $M$  representa o modo de transmissão (número de portadoras transmitidas) e  $IG$  representa a duração do intervalo de guarda. O sistema ISDB-T utiliza 3 modos de transmissão. No modo 1 o sistema transmite 2048 portadoras, no modo 2 transmite 4096 portadoras e no modo 3 transmite 8192 portadoras [3].

## 6.1 Sincronismo *Coarse* de Tempo

O sincronismo *coarse* de tempo baseia-se na redundância cíclica inserida pelo intervalo de guarda. Além de permitir a extração de informações importantes do sistema como modo de transmissão e o próprio intervalo de guarda [3], a autocorrelação do símbolo OFDM permite o estabelecimento de uma referência aproximada do início dos símbolos OFDM.

O bloco correlator OFDM, que pode ser observado na Figura 23, executa o algoritmo de sincronismo *coarse* de tempo e a extração das informações de modo de transmissão e intervalo de guarda. Portanto, a principal função do correlator OFDM é executar a correlação entre o sinal de entrada com ele mesmo atrasado, e analisar este resultado com o objetivo de obter a referência temporal inicial do sistema [15].

A Figura 24 mostra o resultado da correlação relacionado com o símbolo OFDM e seu intervalo de guarda. Observe que o atraso introduzido no sinal de entrada é determinado com o objetivo de alinhar o intervalo de guarda com o início do símbolo. Uma vez que estas duas porções de dados são iguais na saída do transmissor, a máxima correlação é obtida. Assim, o atraso no sinal de entrada deve ser o exato tamanho do símbolo OFDM sem o intervalo de guarda, que depende unicamente do modo de transmissão do sistema ISDB-T [3].



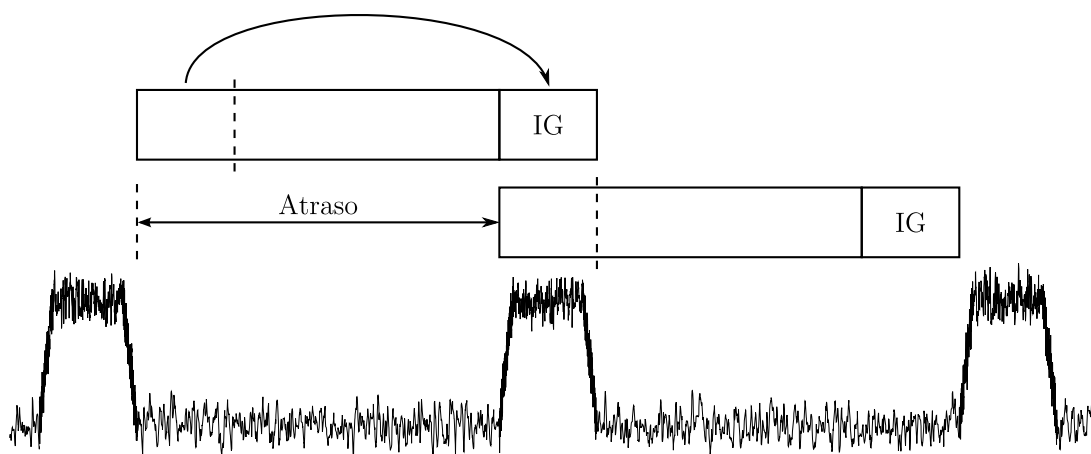


Figura 24: Autocorrelação do sinal recebido. Note o alinhamento entre o intervalo de guarda e o início do símbolo OFDM, gerando a máxima correlação do sinal.

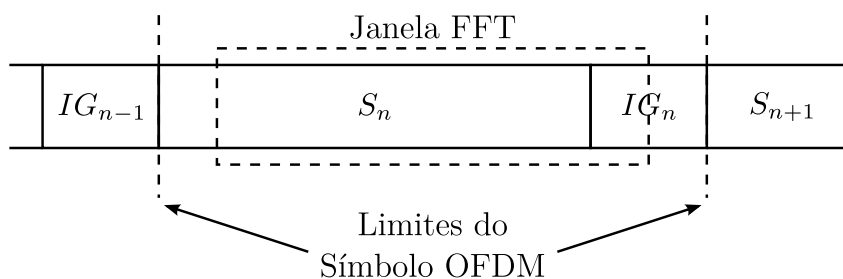


Figura 25: Limites da janela da FFT. Ponto ótimo da referência temporal, maximizando a distância entre os pontos críticos.

Porém, a informação do modo de transmissão (e portanto a informação do atraso necessário) depende do resultado da autocorrelação. Assim, o correlator OFDM possui um sistema de busca que percorre as 12 configurações possíveis<sup>1</sup> de modo e intervalo de guarda, verificando se o resultado da autocorrelação do sinal apresenta os pulsos esperados, e desta forma, obtendo o modo e intervalo de guarda do sinal recebido.

Como visto na Figura 17, para que não ocorra interferência entre dois símbolos, o início do bloco de dados da entrada da FFT deve ocorrer entre o início do símbolo OFDM o final dos dados referentes ao intervalo de guarda. Assim, a referência temporal inicial do sistema de sincronismo *coarse* de tempo é estabelecida no ponto médio deste intervalo válido, a fim de maximizar as distâncias entre os pontos críticos, conforme a Figura 25.

Observe, ainda na Figura 25, que a porção de dados no início do símbolo OFDM que não é abrangida pela janela da FFT é equivalente à porção do intervalo de guarda que é abrangida por esta janela. Assim, o início do bloco da FFT é atrasado por um valor

<sup>1</sup>O sistema ISDB-T possui 3 modos de transmissão e 4 tamanhos de intervalo de guarda.

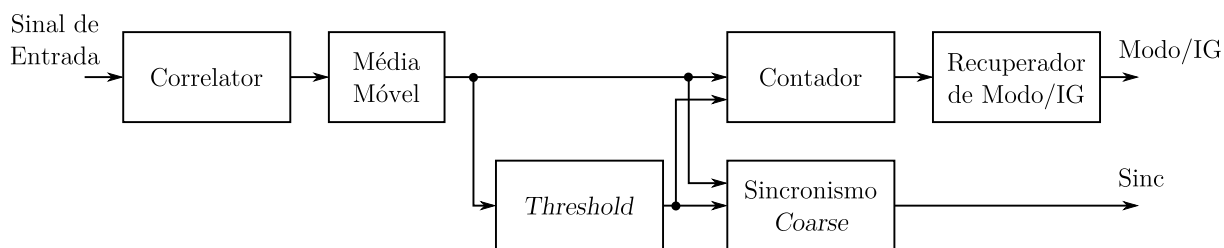


Figura 26: Diagrama de blocos do sincronismo *coarse* de tempo. Também responsável pela extração do modo e intervalo de guarda do símbolo OFDM.

conhecido igual à metade do tamanho do intervalo de guarda.

A Figura 26 mostra o diagrama de blocos da implementação digital do sincronismo *coarse* de tempo.

### 6.1.1 Correlator

O correlator possui o objetivo de evidenciar a redundância inserida no sinal pelo intervalo de guarda. Essa redundância é posteriormente analisada com o objetivo de se obter as configurações de modo e intervalo de guarda do sinal OFDM recebido e estabelecer a referência inicial da janela da FFT [16].

A Equação 6.1 mostra a potência da máxima correlação do sinal de entrada, onde  $r(n)$  é o sinal recebido,  $N_{sc}$  o número de amostras do símbolo OFDM (sem o intervalo de guarda) e  $N_{scGI}$  o número de amostras do menor intervalo de guarda [15], que no caso do sistema ISDB-T é 64 [3].

$$|MC(n)|^2 = \left| \sum_{i=0}^{N_{scGI}-1} r^*(n-i) \times r(n-i-N_{sc}) \right|^2 \quad (6.1)$$

A Figura 27 mostra a implementação digital da Equação 6.1. Observe o cálculo da potência da máxima correlação. Este cálculo é feito com o objetivo de simplificação na implementação digital, pois ao elevar o resultado ao quadrado, evita-se a utilização da raiz quadrada no cálculo do valor absoluto, uma vez que  $|a + jb| = \sqrt{a^2 + b^2}$  e, por outro lado,  $|a + jb|^2 = a^2 + b^2$  [15].

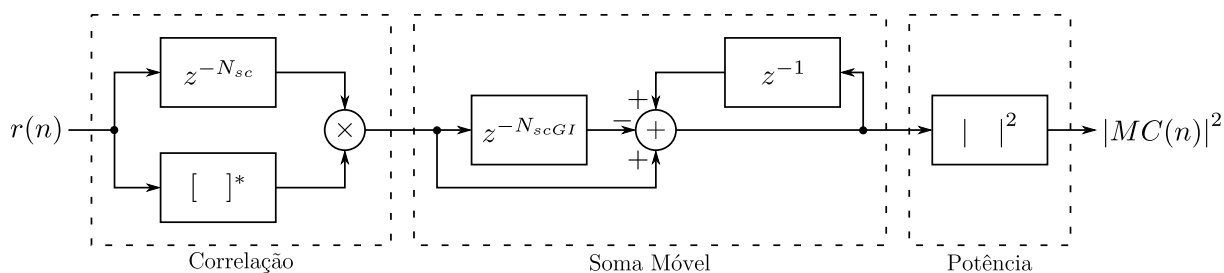


Figura 27: Implementação digital do correlador. A potência na saída, ao invés do módulo, tem por finalidade de simplificação de *hardware*.

### 6.1.2 Média Móvel e *Threshold*

A média móvel após o correlador tem o objetivo de suavizar a autocorrelação do sinal de entrada, amenizando o ruído aditivo e espúrios do canal. Porém, ao utilizar uma média móvel de ordem muito alta, os picos de correlação são amortecidos em excesso, e assim, dificultando os algoritmos posteriores de sincronismo que utilizam essa correlação. Desta forma, a ordem da média móvel utilizada é 16, que foi obtida experimentalmente, com o objetivo de minimizar o erro da referência temporal inicial do sincronismo *coarse* (conforme será visto na seção 6.1.4).

Já o sistema de *threshold* estabelece o limite de decisão entre a “correlação alta” (relacionada ao número de amostras do IG) e a “correlação baixa” (relacionada ao número de amostras do símbolo OFDM sem o IG). Esse sistema de *threshold* determina o valor médio de amplitude da autocorrelação de cada símbolo OFDM (baseando-se nos valores máximo e mínimo) e então calcula a média dos 8 últimos valores (ordem da média obtida experimentalmente, com o objetivo de remover os efeitos da variação de amplitude dos pulsos de correlação).

No entanto, o nível da correlação não é determinado apenas pela comparação direta com o *threshold*. Há também um sistema de histerese adaptativa (em relação ao valor do *threshold*), que evita a oscilação do nível em função do ruído. Observe o pseudo-código abaixo, onde *level* é o nível da correlação, *corr\_sig* é a saída do correlador, *threshold* é o *threshold* e *hysteresis* é a histerese.

Pseudo-Código do *Threshold* com Histerese

```
1   level=0;
2
3   for (;;)
4   {
5       hysteresis=threshold/2;
6
7       if ( hysteresis >64) hysteresis=64;
8       if ( hysteresis <-64) hysteresis=-64;
9
10      if ( level=1)
11      {
12          if ( sig_corr <=(threshold-hysteresis)) level=0;
13      }
14      else
15      {
16          if ( sig_corr >=(threshold+hysteresis)) level=1;
17      }
18  }
```

O valor da histerese é igual à metade do valor do *threshold*, porém com um valor absoluto máximo de 64. Este valor máximo é estabelecido com o objetivo de se evitar uma histerese muito grande para sinais de correlação de alta amplitude (e conseqüentemente de alto *threshold*). Desta forma, o valor máximo de 64 para a histerese mostrou-se eficaz no desacoplamento do ruído na decisão do nível da correlação em testes experimentais, tanto para sinais de alta amplitude como sinais de baixa amplitude.

Note que a informação indicando se a correlação está acima ou abaixo do *threshold* é codificado em um sinal binário que indica o nível da correlação (alto ou baixo), conforme a Figura 28.

Desta forma, esse sinal binário que indica o nível da correlação é enviado aos sistemas de sincronismo *coarse* e de extração de modo e intervalo de guarda.

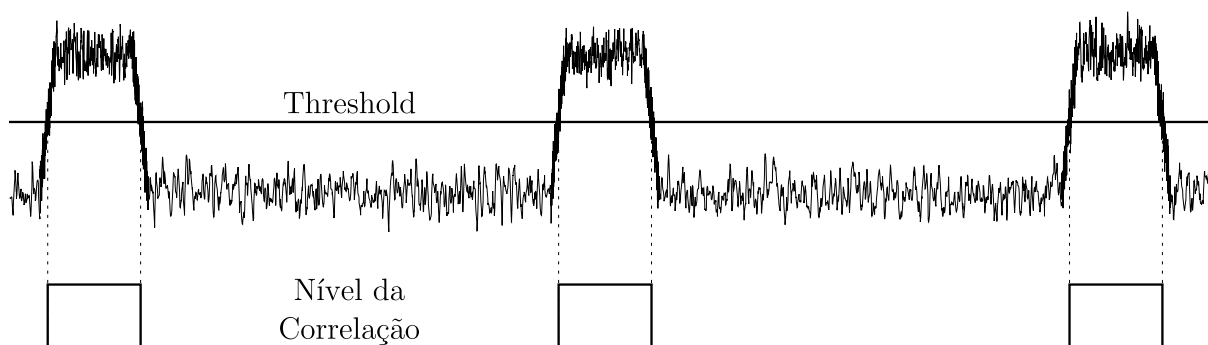


Figura 28: Determinação do nível da correlação. O *threshold* posiciona-se na amplitude média do sinal.



Figura 29: Relação entre o nível da autocorrelação do sinal de entrada e as informações de modo de transmissão e intervalo de guarda.

### 6.1.3 Contador e Recuperador de Modo/IG

O contador é um sistema auxiliar do recuperador de modo e intervalo de guarda, uma vez que determina o número de amostras com o nível de correlação baixo e o número de amostras com o nível de correlação alto. As amostras correspondentes à correlação em nível alto representam o IG e as amostras correspondentes à correlação em nível baixo representam o símbolo OFDM sem intervalo de guarda. Assim, a contagem (em ciclos de *clock*) do nível da correlação alto e baixo definem, respectivamente, o IG e o tamanho do símbolo OFDM (modo de transmissão do sistema, no sistema ISDB-T) do sinal recebido, conforme a Figura 29.

Conforme visto na seção 6.1, para que o correlator funcione de maneira adequada o sinal de entrada deve sofrer um atraso do exato tamanho do símbolo OFDM sem IG. Assim, o recuperador de modo e IG possui um sistema de busca que percorre as possíveis configurações do sistema OFDM, estimando as configurações do sistema e verificando se as contagens de amostras correspondem à essas configurações estimadas. A busca pelas configurações do sinal recebido é implementada com uma máquina de estados.

Essa máquina de estados percorre os 3 possíveis modos de transmissão do sistema ISDB-T. Ao encontrar um sinal correlacionado cujas contagens de amostras (em nível

baixo) sejam correspondentes ao modo estimado, o sistema considera que este modo estimado é o modo de transmissão do sinal recebido. A seguir, o sistema de busca percorre os 4 possíveis valores do IG do sistema ISDB-T, verificando as contagens de amostras (agora em nível alto) do sinal correlacionado. Ao encontrar o modo e o IG, o sistema de sincronismo *coarse*, como um todo, é capaz de estimar a referência temporal inicial da janela da FFT. Observe a Figura 30, que mostra o diagrama de estados do recuperador de modo e intervalo de guarda, onde “0” representa as transições condicionadas pela falha na verificação da contagem de amostras e “1” as transições condicionadas pelo sucesso na verificação da contagem de amostras.

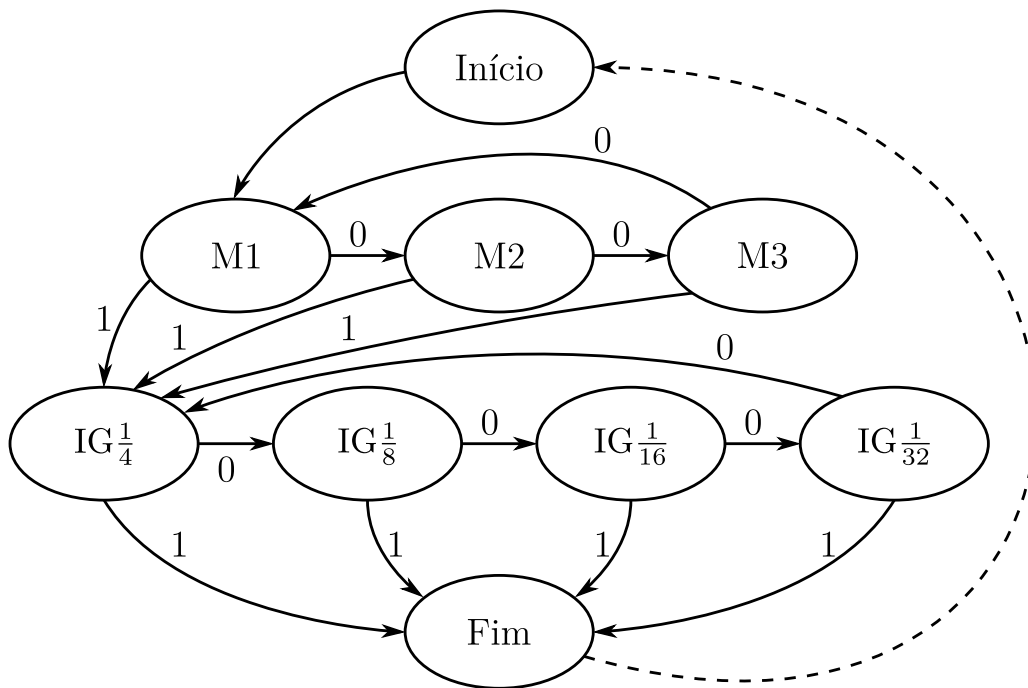


Figura 30: Diagrama de estados do recuperador de modo e intervalo de guarda. As transições “0” representam falha na verificação e as transições “1” representam sucesso na verificação.  $M\#, \# \in \{1, 2, 3\}$ , representa o modo de transmissão.

É importante observar que o recuperador de modo e IG continua operando mesmo após a determinação das configurações do sinal recebido, com o objetivo de detectar uma possível mudança de configuração, que no contexto da TV digital, pode ocorrer quando o usuário muda de canal, por exemplo. Na máquina de estados do recuperador de modo e IG, o reinício que dá essa continuidade de operação do sistema corresponde à transição pontilhada que liga o estado “Fim” ao estado “Início” na Figura 30. Já em funcionamento normal a máquina de estados acaba sempre percorrendo os mesmos estado.

### 6.1.4 Sincronismo *Coarse*

O bloco Sincronismo *Coarse* analisa o nível da correlação com o objetivo de determinar a temporização inicial da janela da FFT. Isto é feito com base na posição relativa dos pulsos do nível da correlação do sinal de entrada.

Conforme visto na seção 3.2, o sinal de sincronismo não deve coincidir com o início do símbolo OFDM, pois basta que o sinal recebido desloque uma amostra para direita para que ocorra ISI. Portanto, o sinal de sincronismo deve ser posicionado no centro do bloco de dados, no início do símbolo OFDM, correspondentes ao intervalo de guarda. Desta forma, a distância da janela da FFT é maximizada em relação aos limites do símbolo OFDM (conforme Figura 25).

Observe a Figura 31. Note que os pulsos da correlação alinham-se nos intervalos de guarda do sinal recebido, e portanto, o sinal de sincronismo deve sofrer um deslocamento para atingir o ponto desejado de sincronismo.

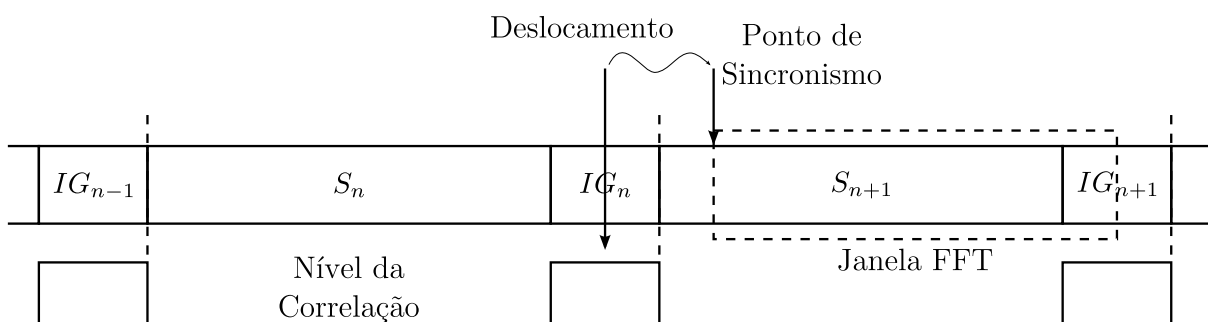


Figura 31: Sincronismo *coarse* de tempo. Note que o centro do pulso da correlação corresponde ao centro do IG. Assim, o deslocamento alinha o sincronismo ao ponto desejado.

Assim, o sincronismo *coarse* de tempo calcula a largura dos pulsos do nível da correlação e divide esse valor por dois objetivando determinar o centro do pulso. A seguir, este valor correspondente ao centro do pulso é submetido a um algoritmo de média móvel com o objetivo de amenizar o ruído presente no sinal, sendo 16 a ordem utilizada nesta média móvel. Este valor foi obtido de maneira experimental visando minimizar o erro da referência de tempo inicial do sincronismo *coarse*.

Já o deslocamento inserido na referência obtida com o objetivo de levar o início da janela da FFT ao ponto ideal é obtido através da soma do número de amostras do IG ao sinal referente ao centro do pulso do nível da correlação. Apesar de tornar o sinal mais robusto em relação à ISI, esse deslocamento faz com que a janela da FFT não inicie no

início do símbolo OFDM gerando uma distorção de fase na constelação de símbolos IQ na saída da FFT<sup>2</sup>. Porém, essa distorção de fase é conhecida (referente ao IG do sinal) e pode ser corrigida com a adição de um sistema adicional na saída da FFT, conforme veremos na seção 6.2.4.1.

## 6.2 Sincronismo *Fine* de Tempo

Uma vez estabelecida a referência temporal do sistema, a FFT é capaz de fornecer o espectro do sinal recebido que contém, de maneira explícita, os SPs (*Scattered Pilots*). Os SPs são símbolos pilotos modulados em BPSK por uma sequência de *bits* pseudoaleatória cuja lei de formação é conhecida pelo receptor [3]. Desta forma, o sistema de sincronismo é capaz de calcular a posição temporal dos dados baseado na variação de fase dos SPs em frequência, conforme a propriedade da FFT que relaciona deslocamento no tempo com giro de fase em frequência [7].

### 6.2.1 Cálculo do Erro

O cálculo do erro de tempo baseia-se na propriedade da FFT que relaciona deslocamento no tempo com giro de fase em frequência. Observe na Equação 6.2, onde  $x(n)$  é um sinal discreto no tempo e  $X(f)$  sua representação no domínio frequência, resultante de uma FFT. Caso o sinal  $x(n)$  seja deslocado  $s$  amostras no tempo, a magnitude do sinal  $X(f)$  é mantida, mas sua fase sofre uma variação de  $2\pi s f$  radianos, onde  $f$  é a frequência normalizada em relação à  $F_s$  (frequência de amostragem da FFT) e varia de  $-0.5$  a  $0.5$  [7].

$$\begin{aligned} x(n) &\leftrightarrow |X(f)| \quad \& \quad \angle X(f) \\ x(n+s) &\leftrightarrow |X(f)| \quad \& \quad \angle X(f) + 2\pi s f \end{aligned} \quad (6.2)$$

A Figura 32 mostra o efeito do atraso no tempo na fase dos dados de saída da FFT, em frequência. Note que a declividade da curva é proporcional ao atraso no tempo. Desta forma, o bloco de cálculo do erro da Figura 23 determina a variação na posição da janela da FFT baseado na declividade da curva de fase do espectro do sinal.

<sup>2</sup>Uma vez que, em relação à FFT, o deslocamento de dados no tempo causa giro de fase dos dados em frequência.



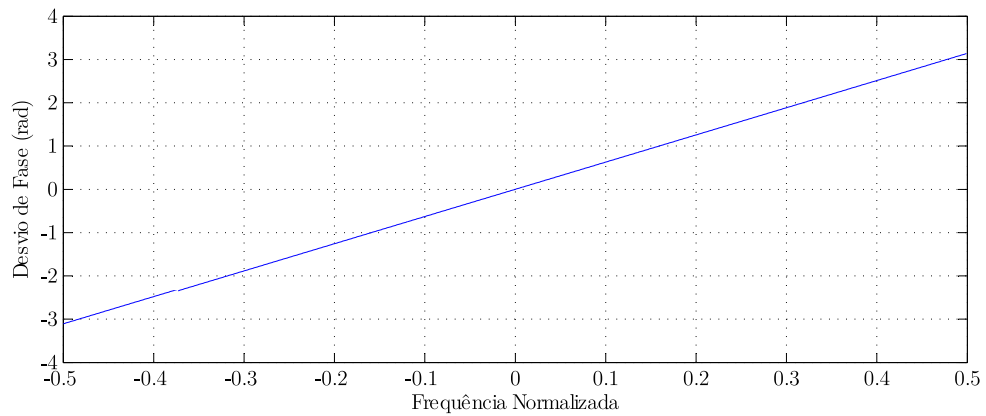
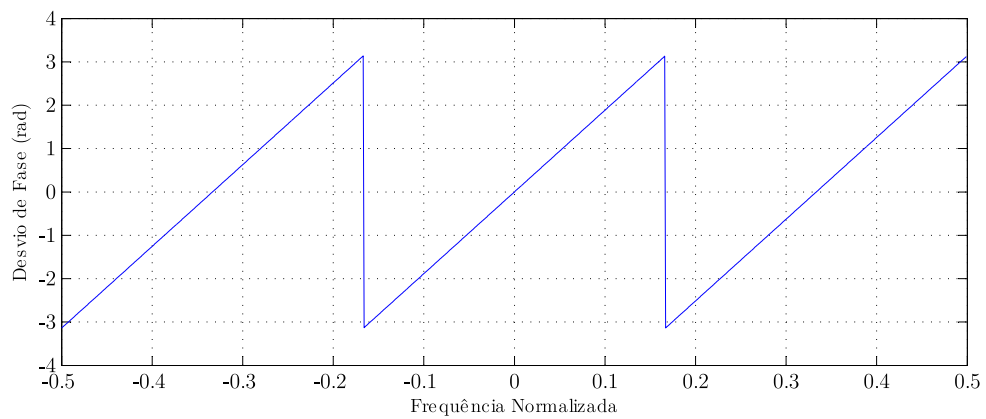
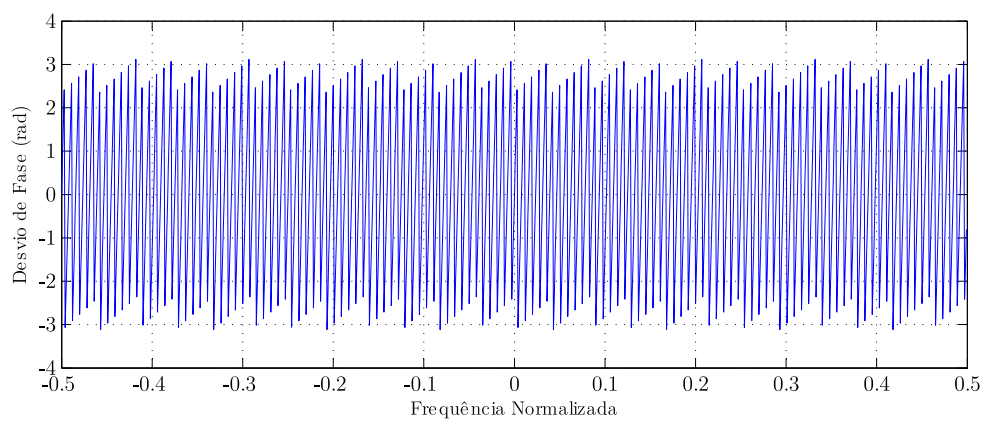
(a)  $s = 1$ (b)  $s = 3$ (c)  $s = 128$ 

Figura 32: Desvio de fase na saída da FFT. Note que a declividade da curva é proporcional ao valor de  $s$ .

Já a Figura 33 mostra a estrutura de um *frame* OFDM com os símbolos SP em destaque. Note que esses símbolos piloto distribuem-se em frequência com uma distância de 12 portadoras entre si [3].

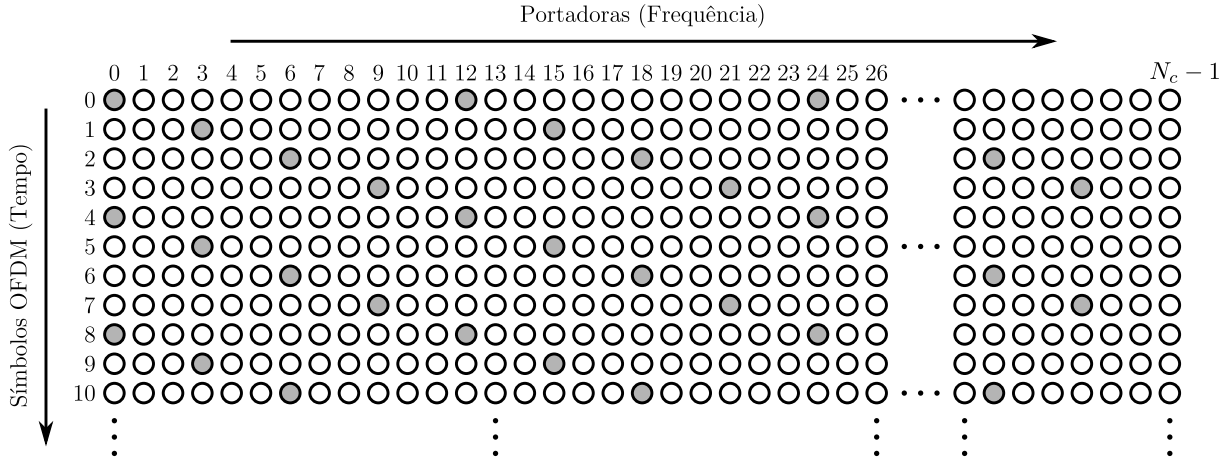


Figura 33: *Frame* OFDM com portadoras SP em destaque, onde  $N_c$  é o número de portadoras de um símbolo OFDM. Observe que os símbolos SP distanciam-se entre si em 12 portadoras.

Desta forma, o cálculo do erro precisa da informação que determina o início do *frame* OFDM para assim poder determinar a posição dos SPs. Essa informação é adquirida do sincronismo de *frame* que consiste em um sub-sistema posterior à FFT cujo objetivo (entre outros) é justamente determinar o início do *frame* OFDM. Assim, o sistema de sincronismo *fine* de tempo depende dessa informação para poder funcionar e, desta forma, precisa aguardar a convergência do sincronismo de *frame*.

Sendo a fase de um SP dado por:

$$\theta = \phi + 2\pi s f_{SP} \quad (6.3)$$

onde  $\phi$  é o ângulo de giro da constelação<sup>3</sup> e  $f_{SP}$  a frequência normalizada do SP. A diferença de fase entre dois SPs adjacentes é dado por:

$$\begin{aligned} \theta_2 - \theta_1 &= \phi + 2\pi s f_{SP2} - \phi - 2\pi s f_{SP1} \\ \theta_2 - \theta_1 &= 2\pi s f_{SP2} - 2\pi s f_{SP1} \\ \Delta\theta &= 2\pi s \Delta f_{SP} \end{aligned} \quad (6.4)$$

<sup>3</sup>Considerado constante em todo o espectro do sinal.

Com o valor  $\Delta f_{SP}$  que é a distância em frequência entre dois SPs adjacentes<sup>4</sup>, conforme a Tabela 2 [3], e o valor de  $\Delta\theta$  que é a diferença das fases entre SPs adjacentes, calculadas através do algoritmo CORDIC [13] [17], calcula-se a posição do início da janela da FFT no tempo (independente do valor de  $\phi$ ):

$$s = \frac{\Delta\theta}{2\pi\Delta f_{SP}} \quad (6.5)$$

	Modo 1	Modo 2	Modo 3
$\Delta f_{SP}$	$5,8610 \cdot 10^{-3}$	$2,9305 \cdot 10^{-3}$	$1,4653 \cdot 10^{-3}$

Tabela 2: Distância em frequência (normalizada em  $F_s$ ) de portadoras SP em função do modo de transmissão.

Porém, devido ao fato de as funções trigonométricas não possuírem função inversa para todo valor de  $\theta$ , limita-se o valor de  $\Delta\theta$  ao intervalo  $-\pi$  e  $\pi$ . Como a ordem de grandeza do valor ideal<sup>5</sup> de  $s$  pode chegar a  $10^3$ , a aplicação direta da Equação 6.5 é insuficiente.

Assim, o valor angular referente à posição da janela da FFT no ponto ideal pode ser definido por:

$$\theta_r = 2\pi s_r f_{SP} \quad (6.6)$$

sendo  $s_r$  igual à metade do tamanho do intervalo de guarda. Desta forma, é possível calcular a fase ajustada do SP considerando o adiantamento conhecido dos dados (ou atraso da janela da FFT):

$$\begin{aligned} \theta_a &= \Delta\theta - (-\theta_r) \\ \theta_a &= \Delta\theta + \theta_r \end{aligned} \quad (6.7)$$

Portanto, o erro no tempo (atraso da janela da FFT) em torno da referência ideal, é dado pela Equação 6.8.

$$e_t = \frac{\theta_a}{2\pi\Delta f_{SP}} \quad (6.8)$$

<sup>4</sup>Conforme [3], os SP distanciam-se entre si em 12 portadoras

<sup>5</sup>Considerando o valor ideal de  $s$  igual à metade do intervalo de guarda.

Como  $\theta_a$  varia de  $-\pi$  a  $\pi$  em torno do valor de referência  $\theta_r$ ,  $e_t$  possui um intervalo válido de  $\pm \frac{\pi}{2\pi\Delta f_{SP}} = \pm \frac{1}{2\Delta f_{SP}}$ . A Tabela 3 mostra os intervalos válidos do erro de tempo  $e_t$  para os 3 modos de transmissão do sistema ISDB-T. Já a Figura 34 mostra o gráfico do erro calculado em função do erro real de um sinal recebido no modo 2, ilustrando a capacidade de representação do erro calculado. Observe que logo antes de chegar aos limites estabelecidos analiticamente na Tabela 3 o erro calculado já apresenta uma distorção.

	Modo 1	Modo 2	Modo 3
$\pm e_t$	$\pm 85,310$	$\pm 170,62$	$\pm 341,24$

Tabela 3: Intervalo válido de  $e_t$  em função dos modos de transmissão do sistema ISDB-T.

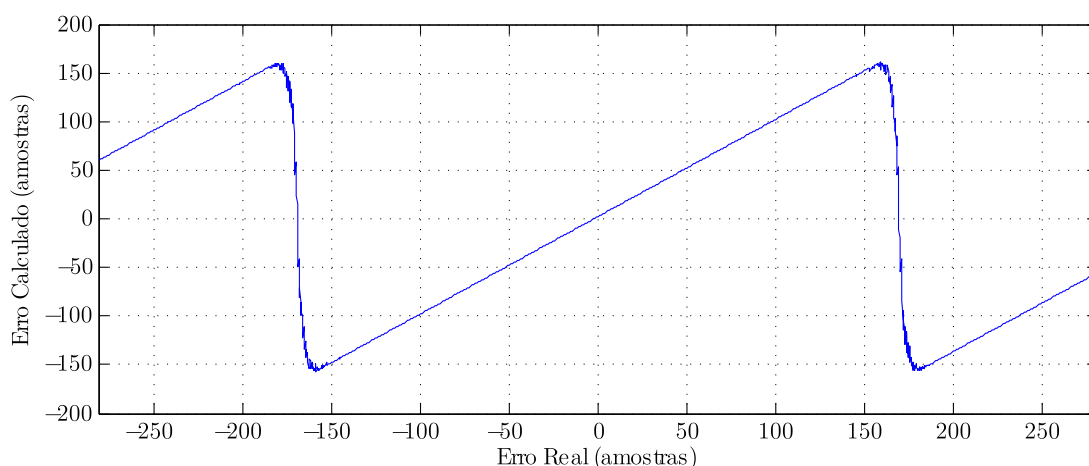


Figura 34: Erro calculado em função do erro real, no modo 2. Observe que o sistema de cálculo de erro de tempo apresenta um limite de representação.

A Figura 35 mostra a implementação digital do cálculo do erro de tempo. Observe que após o cálculo da fase do SP de entrada, o gerador de SPs controla a chave que compensa a modulação BPSK dos SPs, subtraindo (ou não)  $180^\circ$  da fase calculada. A seguir, mede-se a variação de fase entre dois SPs adjacentes através de um diferenciador e compensa-se o deslocamento referente ao ponto ideal de sincronismo, através da soma de  $\theta_r$ .

A média em frequência calcula a média da variação de fase entre portadoras, acumulando todas as diferenças de fase de um símbolo OFDM e dividindo este valor por  $N_{SP} - 1$ , sendo  $N_{SP}$  o número de SPs por símbolo OFDM que é dado pela Equação 6.9<sup>6</sup> [3]. Já o ganho  $G_t$  é dado pela Equação 6.10.

<sup>6</sup>Divide-se o acúmulo de diferenças por  $N_{SP} - 1$  uma vez que o número de diferenças é igual ao número de SPs por símbolo OFDM menos 1.

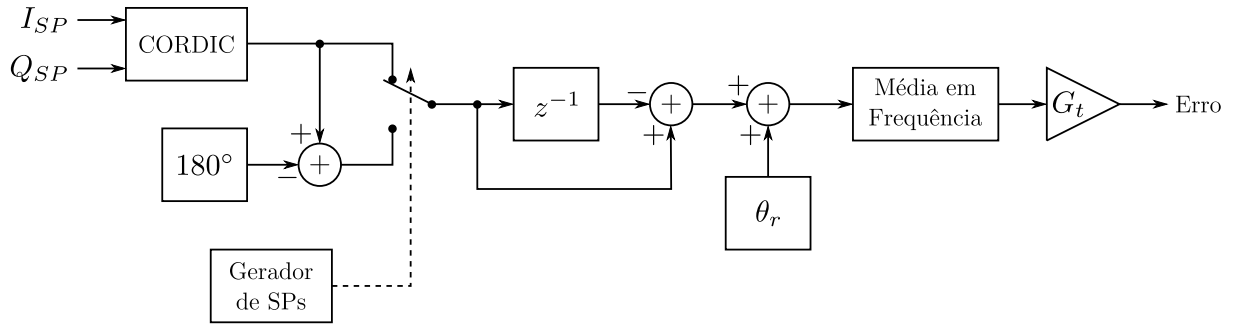


Figura 35: Implementação do cálculo do erro de tempo. Observe a chave que remove o efeito da modulação BPSK dos SPs, removendo ou não  $180^\circ$  da fase calculada em função do *bit* modulado do SP no TX.

$$N_{SP} = 117 \cdot 2^{m-1} \quad (6.9)$$

$$G_t = \frac{1}{2\pi\Delta f_{SP}} \quad (6.10)$$

No receptor proposto neste trabalho a representação do erro é feita em ponto fixo de 21 *bits*, onde os 10 *bits* mais significativos corresponde à porção inteira do erro e os 11 *bits* menos significativos correspondem à porção fracionária deste erro, possibilitando uma representação binária do erro em até  $\frac{1}{2^{11}} = \frac{1}{2048}$  de amostra de  $F_s$ . Essa representação é conveniente na etapa de controle da malha, conforme veremos na seção 6.2.3.

Já a representação binária de fase é a mesma utilizada no sincronismo de frequência, onde o fundo de escala positivo ( $2^{N_c-1} - 1$ ) representa o valor angular  $\pi \text{ rad}$ , e o fundo de escala negativo ( $-2^{N_c-1} - 1$ ) representa o valor angular  $-\pi \text{ rad}$ , sendo  $N_c = 16$  o número de *bits* da saída do CORDIC. Desta forma, um *overflow* ou *underflow* equivale à um giro no círculo de raio unitário, novamente facilitando a implementação digital.

## 6.2.2 Controle

Uma vez que o erro no tempo é calculado, o sistema de sincronismo deve atuar no receptor com o objetivo de zerar este erro. Esta tarefa é realizada por um controlador em malha fechada inserido no receptor, que pode ser observado na Figura 36.

Já a Figura 37 mostra a estrutura interna do controlador em si. Observe que o controlador possui 3 sub-blocos independentes, cada um atuando no sistema baseado em uma heurística diferente.

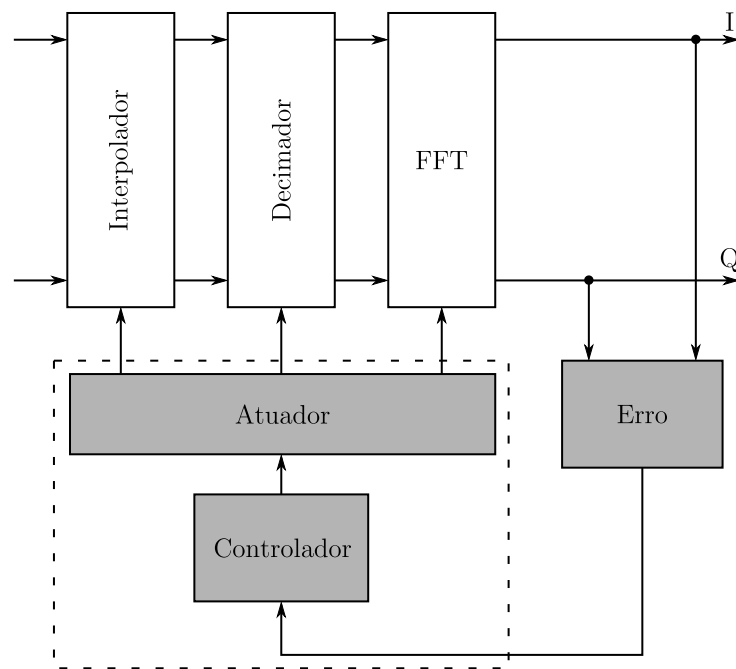


Figura 36: Sistema de controle em malha fechada. Note a medição do erro no domínio frequência e a atuação no domínio tempo.

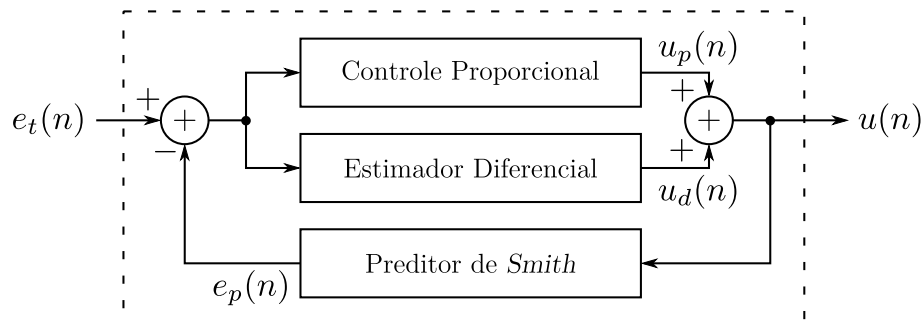


Figura 37: Sub-blocos do controlador.

Como o controlador depende do resultado da FFT, uma amostra de erro é gerada para cada símbolo OFDM. Portanto, a frequência de operação da malha de controle é  $F_c = \frac{1}{T_{sym}}$ , onde  $T_{sym}$  é o período de um símbolo OFDM com intervalo de guarda, conforme visto anteriormente na Tabela 1.

### 6.2.2.1 Controle Proporcional

Uma vez determinado o valor do erro no tempo, ou seja, o quanto a referência temporal local difere da referência do sinal recebido, o controle proporcional age no sentido de anular o erro no momento presente. Desta forma, o controle proporcional é indiferente ao histórico passado do erro e de sua provável tendência no futuro.

O sinal de erro representa o atraso ou adiantamento da referência temporal do receptor. Portanto, nenhuma conversão de unidades é necessária, pois o bloco de cálculo do erro converte variação angular entre portadoras em atraso ou adiantamento no tempo.

Assim, o sinal do componente proporcional do controle é apenas o erro com o sinal trocado, conforme a Equação 6.11, agindo no sentido de deslocar a referência temporal da FFT no sentido contrário ao erro, e assim, acompanhando a referência do *clock* do TX.

$$u_p(n) = -e_t(n) \quad (6.11)$$

### 6.2.2.2 Estimador Diferencial

Conforme visto na seção 3.2, o erro no tempo (e a conseqüente ISI) é causado pela diferença de frequência entre os osciladores de *clock* do TX e RX. Porém, sabe-se que esta diferença de frequências permanece aproximadamente constante ao longo do tempo, variando apenas em função da mudança de temperatura destes osciladores de *clock*. Desta forma, como a constante de tempo dessa variação térmica<sup>7</sup> é muito maior que a constante de tempo do sistema de controle, considera-se a diferença de frequências entres os osciladores de *clock* do TX e RX constante.

Em função desta simplificação e do fato de que diferença de frequências entres os osciladores de *clock* do TX e RX consiste na taxa de escorregamento de dados, ou seja, no deslocamento da referência temporal, conclui-se que o erro em malha aberta (vide Figura 35) seja uma função rampa cuja declividade é proporcional à diferença de frequências entres os osciladores de *clock*. Portanto, o estimador diferencial tem como objetivo determinar a declividade da função de erro e, a partir desta, estimar o valor futuro do erro em malha aberta e atuar de maneira preventiva.

A determinação da declividade do erro em malha aberta é executada através de um diferenciador discreto, conforme ilustrado na Figura 38. Observe a presença de uma média móvel após o diferenciador. Essa média é responsável por filtrar ruído e possíveis espúrios presentes após o diferenciador e ainda assim permitir a variação lenta da declividade estimada em função de uma possível variação de temperatura dos sistemas de TX e RX.

O estimador diferencial tem a função de estimar a variação do erro apenas em função da diferença de frequências entres os osciladores de *clock* do TX e RX. Porém, o erro varia em função do ajuste do próprio controlador. Portanto, o estimador diferencial é

<sup>7</sup>Assim como os sistemas térmicos em geral.

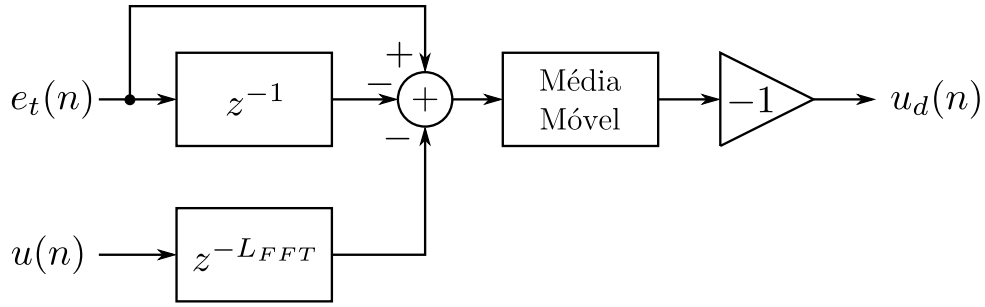


Figura 38: Implementação do estimador diferencial.

realimentado negativamente com o sinal de atuação do controlador  $u(n)$  com o objetivo de anular esse efeito e estimar o erro em malha aberta, conforme mostrado na Figura 38.

A Equação 6.12 mostra a descrição analítica do diferenciador, onde  $d(n)$  é a saída diferenciador e  $u(n - L_{FFT})$  é a saída do controlador com um atraso de  $L_{FFT}$  (latência da FFT). Já a Equação 6.13 [7] mostra a descrição analítica do estimador diferencial como um todo (diferenciador e média móvel).

$$d(n) = e_t(n) - e_t(n - 1) - u(n - L_{FFT}) \quad (6.12)$$

$$u_d(n) = -\frac{d(n) + d(n - 1) + d(n - 2) + \dots + d(n - N_m - 1)}{N_m}$$

$$u_d(n) = -\frac{-u_d(n - 1) + d(n) - d(n - N_m)}{N_m} \quad (6.13)$$

Dado que a saída esperada do estimador diferencial seja constante, o valor utilizado de  $N_m$ , obtido de maneira experimental, é 64.

### 6.2.2.3 Preditor de *Smith*

O sistema de controle em malha fechada avalia a rotação dos SPs no domínio frequência, utilizando a FFT presente no sistema, e executa os ajustes necessário no domínio tempo. Porém, a FFT apresenta uma latência, em função dos *buffers* internos intrínsecos à sua implementação digital.

No escopo do receptor OFDM, essa latência varia de acordo com as configurações de modo e intervalo de guarda. A Tabela 4 mostra as latências da FFT (em símbolos OFDM) para cada uma destas configurações.



	$IG\frac{1}{4}$	$IG\frac{1}{8}$	$IG\frac{1}{16}$	$IG\frac{1}{32}$
Modo 1	2	3	3	3
Modo 2	2	3	3	3
Modo 3	2	2	3	3

Tabela 4: Latência da FFT (em símbolos OFDM) em função das configurações do sistema ISDB-T (valores obtidos através de observação empírica do *hardware* digital).

No contexto de sistemas de controle, essa latência denomina-se atraso de transporte e pode tornar a malha de controle instável [18]. Assim, deve-se considerar a latência da FFT no sistema de controle a fim de se evitar a instabilidade da malha.

Uma maneira de evitar este problema é a diminuição da frequência de operação da malha, de maneira que o período de operação seja maior que o atraso de transporte. Porém, esta solução torna o sistema mais lento.

Outra solução é a utilização do preditor de *Smith*. Considere o sistema de controle genérico da Figura 39, onde  $R(s)$  é a referência,  $C(s)$  o controlador,  $G_p(s)$  a planta e  $T_p(s)$  o atraso de transporte. Neste sistema, a realimentação é feita através do sinal  $Y_p(s)$  que contém o efeito do atraso de transporte. Em um sistema ideal, mostrado na Figura 40, a realimentação seria feita com o sinal  $B_p(s)$ , pois este não contém o efeito do atraso de transporte.

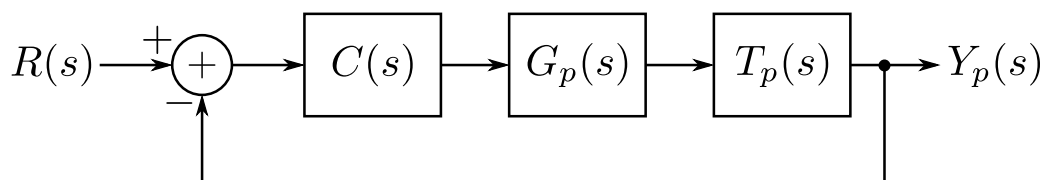


Figura 39: Sistema de controle em malha fechada.

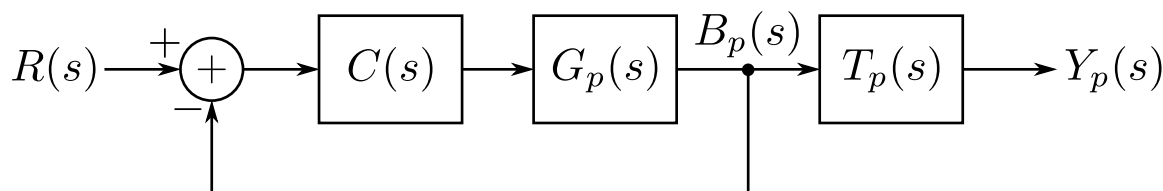


Figura 40: Sistema de controle em malha fechada, sem o efeito do atraso de transporte.

No entanto, o sistema da Figura 40 é impraticável. Assim, a idéia fundamental do preditor de *Smith* é estimar o sinal  $B_p(s)$  através de um modelo paralelo à planta real. A Figura 41 mostra a implementação do preditor de *Smith*, onde  $G_m(s)$  é o modelo teórico

da planta,  $T_m(s)$  é o atraso de transporte teórico,  $B_m(s)$  é a estimativa da saída da planta sem o atraso de transporte,  $Y_m(s)$  a estimativa da saída da planta com o atraso de transporte e  $E(s)$  o erro de predição. Note que a realimentação da malha é feita através do sinal estimado  $B_m(s)$ . Porém, a realimentação da malha em  $B_m(s)$  controla o modelo e não a planta real. Neste caso, utiliza-se uma segunda realimentação referente ao erro de predição  $E(s)$  [18]. A Figura 42 mostra o preditor de *Smith* evidenciado na malha de controle.

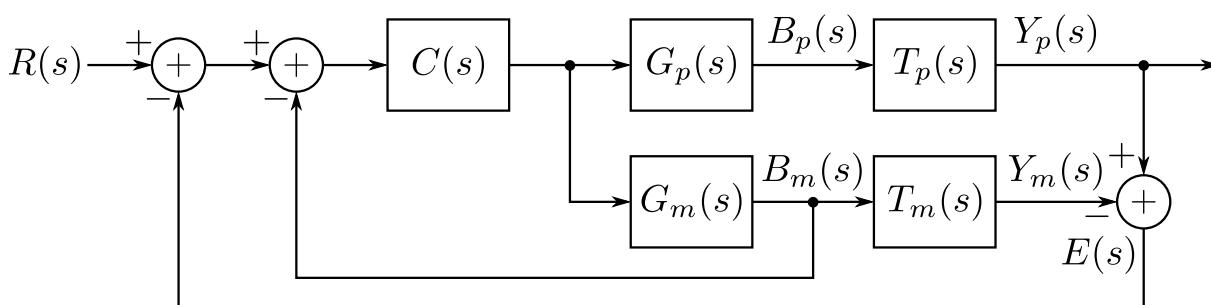


Figura 41: Sistema de controle com preditor de *Smith*.

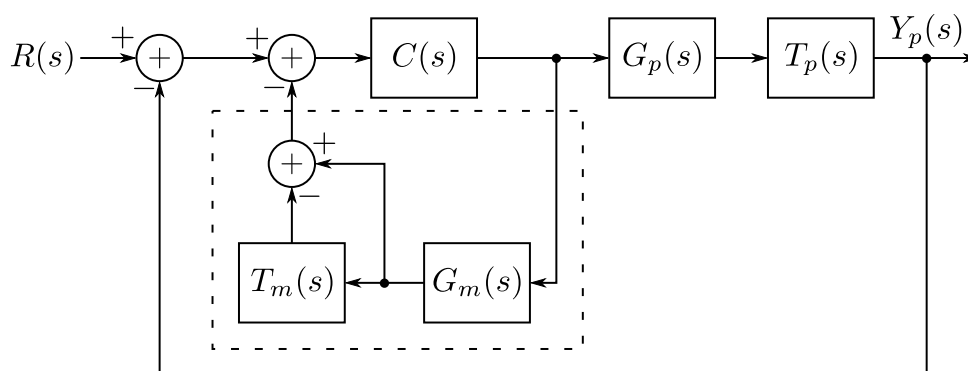


Figura 42: Sistema de controle com preditor de *Smith* em evidência.

A Equação 6.14 mostra a função de transferência da malha de controle da Figura 42 [18]. Caso o modelo da planta seja perfeito, pode-se definir que  $G_m(s) = G_p(s)$  e  $T_m(s) = T_p(s)$ , reduzindo a função de transferência do sistema, conforme a Equação 6.15. Observe a ausência do atraso de transporte  $T_p(s)$  no denominador da função de transferência, melhorando a estabilidade da malha [18].

$$\frac{Y_p(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G_p(s)T_p(s)}{1 + C(s)G_m(s) - C(s)G_m(s)T_m(s) + C(s)G_p(s)T_p(s)} \quad (6.14)$$

$$\frac{Y_p(s)}{R(s)} = \frac{C(s)G_p(s)T_p(s)}{1 + C(s)G_m(s)} \quad (6.15)$$

Assim, caso o modelo teórico seja uma representação perfeita da planta, a malha de controle é realimentada apenas através do sinal  $B_m(s)$ , pois neste caso  $E(s)$  é nulo. Porém, a representação perfeita da planta é impraticável, e assim, parte do sinal será realimentado através de  $E(s)$  que contém o efeito do atraso de transporte. Portanto, quanto melhor o modelo teórico representar a planta, menor será o nível do sinal realimentado através de  $E(s)$  e melhor será o desempenho do controlador sob efeito do atraso de transporte.

No contexto do receptor OFDM, a planta consiste no comportamento da FFT que relaciona deslocamento no tempo e giro de fase em frequência e no cálculo do erro. Para cada unidade de deslocamento no tempo dos dados de entrada da FFT, a fase dos dados de saída giram e o bloco de cálculo do erro determina o valor deste deslocamento no tempo. Outra característica importante, é que o sinal de ajuste soma ou subtrai o ajuste da referência temporal da FFT, ou seja, caso o sinal de ajuste seja um impulso unitário, a janela da FFT desloca uma amostra e assim permanece, pois o sinal de ajuste é acumulado na referência temporal interna da FFT. Portanto, a resposta ao impulso do sistema FFT - Cálculo do Erro corresponde à resposta ao impulso de um integrador discreto com ganho unitário e atraso de transporte, onde o erro já é representado na forma de deslocamento no tempo, conforme o sinal de entrada.

Assim, o modelo da planta do controle de sincronismo de tempo consiste em um acumulador seguido de um atraso (conforme Tabela 4). Isolando-se o preditor de *Smith* da Figura 42 temos o sub-sistema da Figura 43, onde  $U(s)$  é o ajuste do controlador e  $E_p(s)$  é o ajuste do erro calculado pelo preditor de *Smith*. Já a Figura 44 mostra a implementação digital do preditor de *Smith* (onde  $L_{FFT}$  é a latência da FFT), relacionando o circuito digital com os sub-blocos da Figura 43. Observe, ainda na Figura 44, que os sinais  $u(n)$  e  $e_p(n)$  referen-se, respectivamente, aos sinais  $U(s)$  e  $E_p(s)$  da Figura 43.

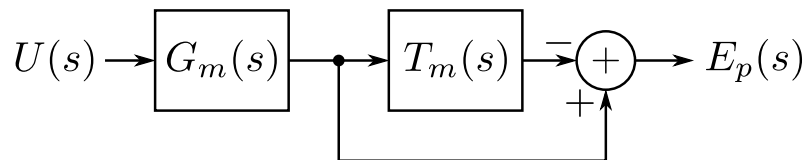


Figura 43: Preditor de *Smith* isolado.

Porém, conforme visto na seção 6.2.2.2, o erro da malha de controle do sincronismo de tempo (ou seja, o escorregamento dos dados em relação ao *clock*) tende a ser constante. Portanto, o sinal de ajuste do controlador possui uma forte tendência a ser predominantemente positivo ou predominantemente negativo, e desta forma causar um *overflow* ou *underflow* no acumulador de entrada da Figura 44. Para evitar este problema, o acumu-

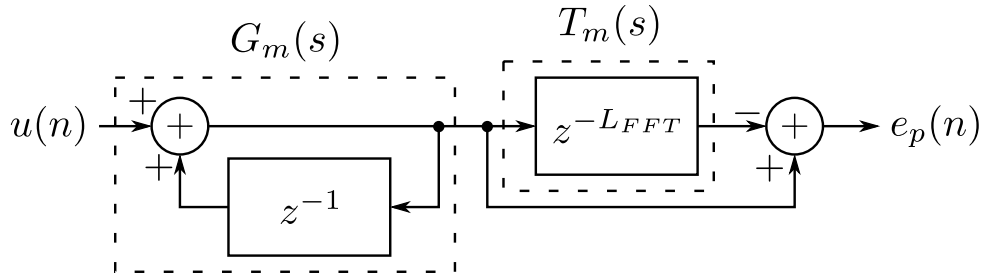


Figura 44: Implementação digital do preditor de *Smith*.

lador é realocado<sup>8</sup> conforme a Figura 45. Note que o sinal que entra no acumulador é a diferença entre o ajuste do controlador e esse mesmo ajuste atrasado, minimizando a probabilidade de ocorrência de *overflow* ou *underflow*.

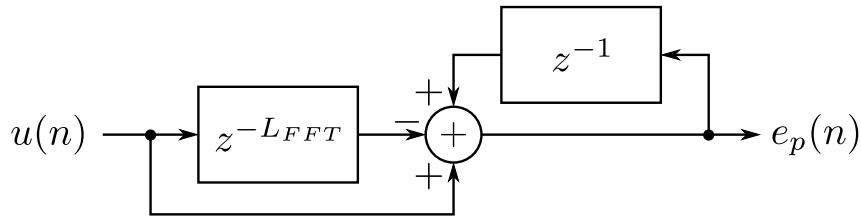


Figura 45: Implementação digital otimizada do preditor de *Smith*.

Assim, a Figura 45 mostra internamente o preditor de *Smith*, sub-sistema do controle de tempo mostrado anteriormente na Figura 37. Já a Equação 6.16 mostra o comportamento matemático da implementação digital do preditor de *Smith*.

$$e_p(n) = u(n) - u(n - L_{FFT}) + u(n - 1) - u(n - L_{FFT} - 1) \quad (6.16)$$

### 6.2.3 Atuação

O atuador recebe o sinal de ajuste calculado pelo controlador e executa a correção de temporização da janela da FFT, através do ajuste da janela da própria FFT e de um processo de decimação e interpolação no tempo das amostras do sinal recebido. O atuador, portanto, age no sentido de minimizar a diferença de temporização entre transmissor e receptor.

O sinal de ajuste calculado pelo controlador, assim como o sinal de erro no tempo, é representado em ponto fixo. Como cada unidade do erro e do ajuste corresponde ao deslocamento dos dados recebidos em uma amostra de  $F_s$  (*clock* da FFT), a representação

<sup>8</sup>A realocação do acumulador é possível em função da linearidade da operação de integração.

em ponto fixo permite o ajuste da referência temporal em frações de ciclos de  $F_s$ . Assim, a atuação do sincronismo de tempo é executada em diversas partes do sistema, com a finalidade de se obter ajuste em frações de tempo menores que  $\frac{1}{F_s}$  [12].

No sistema proposto neste trabalho, o sinal de ajuste possui 21 *bits*, sendo os 10 mais significativos referentes à parte inteira que são utilizados no ajuste da referência da FFT - cada ajuste da parte inteira correspondendo a um deslocamento de  $\frac{1}{F_s}$  no tempo. Essa escolha do número de *bits* da parte inteira deve-se ao intervalo de representação do erro de tempo<sup>9</sup> (conforme visto na seção 6.2.1) que é de  $\pm 341,24$ , sendo 10 o número mínimo de *bits* necessários para a representação deste intervalo.

Já os 11 *bits* menos significativos, referentes à parte fracionária, subdividem-se em dois grupos, onde os 3 mais significativos são utilizados no ajuste da decimação (uma vez que  $2^3 = 8$ , sendo 8 o fator de super-amostragem) e os 8 menos significativos no ajuste do interpolador. A Figura 46 resume a representação do sinal de ajuste e a distribuição dos *bits* na atuação do sistema, sendo  $b_n$  o  $n$ -ésimo *bit* da palavra binária.

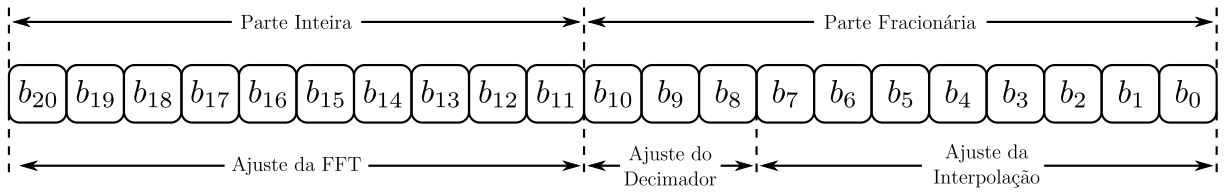


Figura 46: Representação do ajuste no tempo em ponto fixo.

Assim, o atuador recebe o sinal de ajuste calculado pelo controlador e executa a correção na FFT, no decimador e no interpolador. A Equação 6.17 mostra o menor deslocamento de tempo que o sistema de sincronismo proposto é capaz de detectar e corrigir, sendo  $N_f$  o número de *bits* da parte fracionária (que neste caso é 11) e  $T_s$  o período do *clock* ( $\frac{1}{F_s}$ ).

$$T_m = \frac{1}{2^{N_f}} T_s = \frac{1}{2^{11}} T_s = \frac{1}{2048} T_s \quad (6.17)$$

Segundo os requisitos sistêmicos estabelecidos no padrão ARIB STD-B31 [3], o receptor ISDB-T deve ser capaz de corrigir um desvio de frequência de *clock* de  $\pm 20ppm$  (partes por milhão) ou mais. A Equação 6.18 mostra o desvio em *hertz* equivalente à uma variação expressa em ppm, onde  $\Delta f_{Hz}$  é o desvio de frequência em *hertz*,  $\Delta f_{ppm}$  o desvio em ppm e  $f_0$  a frequência nominal.

<sup>9</sup>Referente ao modo de transmissão 3, que consiste no pior caso.

$$\Delta f_{Hz} = f_0 \cdot \frac{\Delta f_{ppm}}{10^6} \quad (6.18)$$

Em relação à frequência  $F_s$  ( $8,127MHz$ ) do sistema, uma variação de  $\pm 20ppm$  representa um desvio de  $\pm 8,127 \cdot 10^6 \cdot \frac{20}{10^6} = \pm 162,54Hz$ . Sendo o maior período de símbolo OFDM,  $T_{sym}$ , igual a  $1260\mu s$  (para o modo 3 e intervalo de guarda  $\frac{1}{4}$ )<sup>10</sup>, segundo a Tabela 1, o máximo escorregamento de dados em relação ao *clock* local em ciclos de *clock* por símbolo OFDM (para um desvio de  $20ppm$ ) é dado pela Equação 6.19.

$$S_{max} = \Delta f_{Hz} \cdot T_{sym} = 162,54 \cdot 1260 \cdot 10^{-6} = 0,2048004 \frac{ciclos}{simbolo} \quad (6.19)$$

Como a representação digital interna do sinal de atuação é em ponto fixo com 11 *bits* representando a parte fracionária, o valor  $S_{max}$  calculado na Equação 6.19 equivale a  $0,2048004 \cdot 2^{11} = 419,43$  na representação digital interna da atuação da malha de controle. Assim, o sistema de controle precisa atuar  $\pm 419,43$  unidades por símbolo OFDM para que seja capaz de corrigir um desvio de *clock* de  $\pm 20ppm$ . Assim, após o transitório da malha, a atuação do sistema é saturada em  $\pm 512$  unidades, que equivale a  $\pm 0,25 \frac{ciclos}{simbolo}$ ,  $\pm 198,41Hz$  e  $\pm 24,41ppm$ .

A escolha do valor 512 para a saturação da atuação da malha após o transitório possui o objetivo de simplificação de *hardware* (uma vez que 512 equivale à uma exponencial de base binária) e para proporcionar uma margem de segurança em relação ao máximo desvio de *clock*, de  $\pm 20ppm$ , especificado por [3]. Já o transitório da malha é considerado o período inicial equivalente à 32 símbolos OFDM. Esse valor é escolhido em função dos valores de convergência da malha obtidos através de observação empírica (mostrados posteriormente na seção 7.2.2), com uma margem de segurança. Portanto, a atuação da malha é livre nos primeiros 32 símbolos OFDM (transitório), uma vez que o erro inicial tende a ser grande (em função da imprecisão do sincronismo *coarse*), e saturada em  $\pm 512$  unidades de representação digital interna em regime.

Porém, porque saturar a atuação da malha, uma vez que a malha não saturada poderia corrigir desvios de *clock* ainda maiores? Essa saturação é executada com o objetivo de amenizar os efeitos nocivos causados pelo multipercorso: um canal com multipercorso altera a amplitude e a fase das portadoras do sinal transmitido. Como o sincronismo de tempo calcula o erro baseado na fase das SPs, o efeito do multipercorso interfere no cálculo do erro.

---

<sup>10</sup>Pior caso.

Através da análise das curvas de fase dos canais de teste com multipercurso (descritos na seção 7.3) e do erro calculado nestas condições, observou-se que essa interferência causada pelo multipercurso no erro da malha possui valores de amplitude muito maiores que o erro real. Desta forma, sem a saturação e sob efeito de multipercurso, a malha tende a gerar sinais de atuação desnecessariamente elevados, diminuindo o desempenho do sistema quanto à MER (*Modulation Error Ratio*) e BER (*Bit Error Rate*).

A saturação da atuação da malha no valor  $\pm 512$  (equivalente à  $\pm 24,41ppm$ ) contempla, portanto, o requisito do padrão ARIB STD-B31 [3] de que um receptor ISDB-T deve ser capaz de corrigir um desvio de frequência de clock de  $\pm 20ppm$  ou mais. Paralelamente, a saturação da malha neste valor maximiza a MER (e, portanto, minimiza a BER) se comparado com a MER resultante para a situação de operação da malha sem saturação. Isto é observado mesmo quando o receptor opera sob canais representativos de um cenário de multipercurso intenso, conforme veremos no Capítulo 7.

### 6.2.3.1 Ajuste da FFT

No início de cada bloco de dados, a FFT recebe um pulso indicando o início do seu funcionamento. Esse pulso é gerado através de um contador incrementado a cada ciclo de  $F_s$ , que conta até o número de amostras correspondentes ao tamanho de um símbolo OFDM incluindo o intervalo de guarda. A cada passagem por zero do contador um pulso de início é gerado. Assim a FFT executa um bloco a cada símbolo OFDM, conforme a Figura 47, onde **clk** é o sinal de *clock*, **count** o contador, **start** o sinal de início da FFT e  $N_s$  o tamanho do símbolo OFDM com intervalo de guarda.

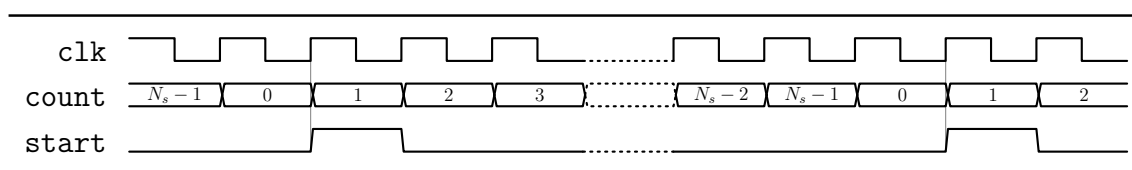


Figura 47: Gerador de pulsos de início da FFT. A cada ciclo do contador, um bloco de dados é calculado na FFT.

O estado inicial deste contador, cujo valor é zero, é determinado pelo sincronismo *coarse* de tempo conforme a Figura 48, onde **sync** é o sincronismo *coarse* de tempo. Esse pulso de sincronismo consiste em uma referência imprecisa cujo objetivo é iniciar o funcionamento da FFT enquanto o sincronismo *fine* de tempo é incapaz de operar.

Uma vez a FFT entrando em funcionamento, o sincronismo *fine* de tempo tem

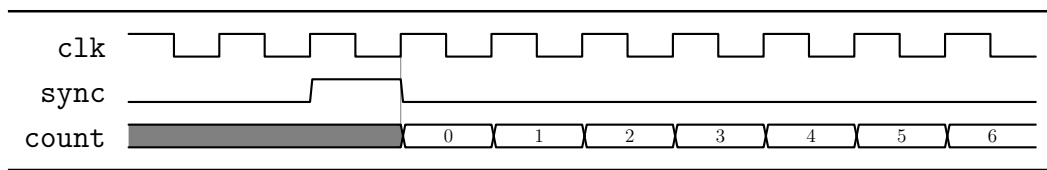
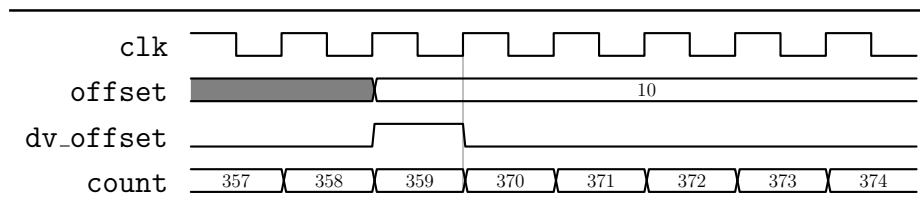
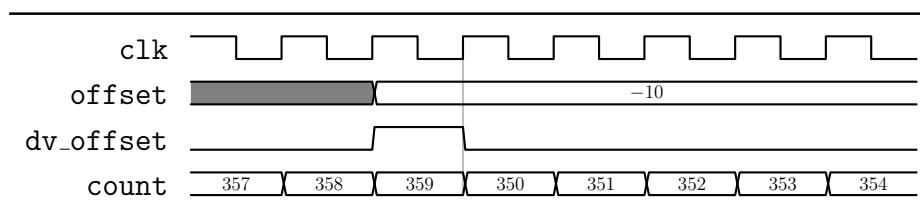


Figura 48: Inicialização do gerador de pulsos. O Estado inicial do contador é forçado pelo sincronismo *coarse*.

condições de operar e fornecer um sinal de ajuste ao atuador, para que este possa corrigir um possível erro na referência local do RX. A parte inteira deste sinal de ajuste é utilizado para alterar o contador-gerador de pulsos de início da FFT que adianta ou atrasa o início da FFT com o objetivo de corrigir a sua referência temporal. A Figura 49(a) mostra o adiantamento de 10 amostras da janela da FFT (atraso dos dados de entrada) e a Figura 49(b) mostra o atraso de 10 amostras da janela da FFT (adiantamento dos dados de entrada), onde `offset` define o deslocamento da janela enquanto `dv_offset` habilita esse deslocamento. Note que o sinal `offset` corresponde à parte inteira do sinal de ajuste (descrito na seção 6.2.3) que possui 10 *bits*. Portanto, o sinal `offset` pode assumir valores entre  $-2^9 = -512$  e  $2^9 - 1 = 511$ .



(a) Incremento da referência temporal da FFT (atraso dos dados).



(b) Decremento da referência temporal da FFT (adiantamento dos dados).

Figura 49: Ajuste da referência temporal da FFT.

Desta forma, o ajuste da referência temporal da FFT desloca a janela da FFT com o objetivo de compensar o deslocamento dos dados de entrada (causado pela diferença de *clock* entre TX e RX) evitando a ocorrência de ISI. Porém, este ajuste possui a precisão



de um ciclo de *clock* ( $\frac{1}{T_s}$ ), sendo incapaz de corrigir erros menores na referência de tempo local.

Conforme visto na seção 3.2, um deslocamento na referência temporal de apenas uma fração de ciclo de *clock* é capaz fazer com que os símbolos IQ da FFT saiam das suas respectivas regiões de decisão. Portanto, se faz necessária a presença de outro método de ajuste da referência temporal capaz de executar um ajuste mais preciso.

### 6.2.3.2 Ajuste do Decimador

Conforme visto na seção 2.2, o decimador faz a interface entre o domínio super-amostrado e o domínio do *clock*  $F_s$ . Assim, o processo de decimação consiste na escolha de uma entre  $N_u$  sub amostras (sendo  $N_u$  o fator de *upsampling*) para compor uma amostra do sinal, conforme a Figura 50.

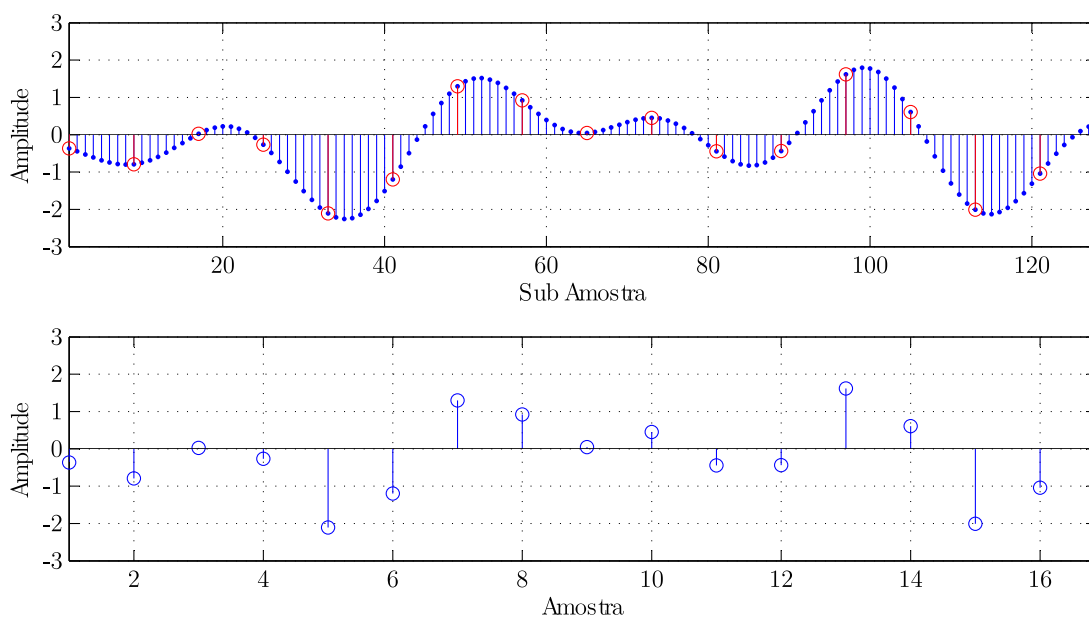


Figura 50: Decimação de um sinal super-amostrado, com  $N_u = 8$ .

No sistema proposto neste trabalho, o fator de super-amostragem é 8, ou seja, o decimador “escolhe” uma entre 8 sub amostras para compor uma amostra. Desta forma, os 3 *bits* mais significativos da parte fracionária do ajuste calculado pelo controlador representa o erro em sub amostras (vide Figura 46).

Assim, com base nessa porção binária do sinal de ajuste, o decimador determina qual sub amostra deve ser escolhida para formar uma amostra do sinal em  $F_s$ . A Figura 51 mostra as formas de onda do processo de decimação, onde `clk_8fs` é o *clock* super-amostrado, `data_up` é o dado super-amostrado, `count` o contador de sub amostra, `index`

o índice de decimação e `data_dec` o dado decimado. Observe que a sub amostra escolhida é aquela cujo contador corresponde ao índice, que neste exemplo é 2.

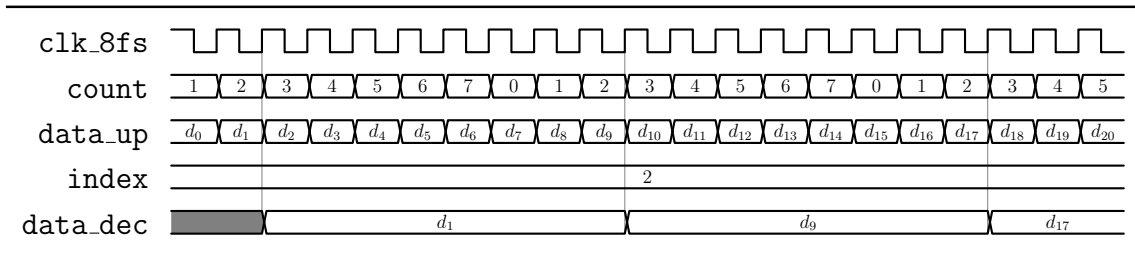
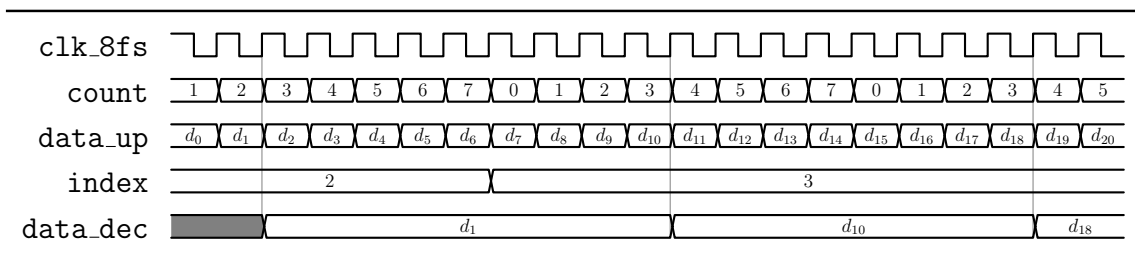


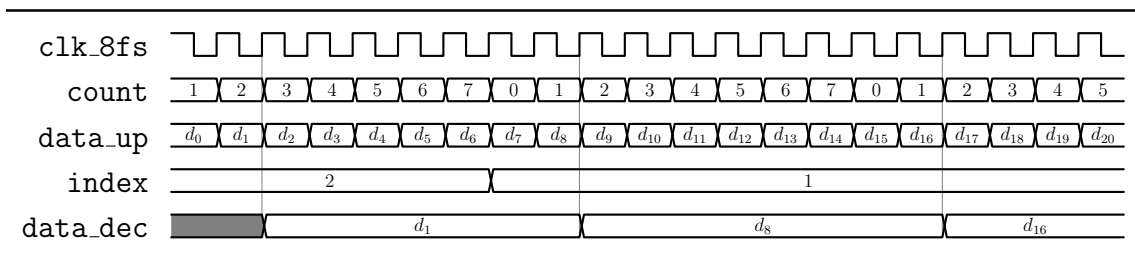
Figura 51: Decimação do sinal super-amostrado.

A Figura 52(a) mostra o incremento do índice de decimação (`index` variando de 2 para 3), que causa um atraso de uma sub amostra nos dados. Para um fator de super amostragem igual a 8, esse atraso é equivalente a  $\frac{1}{8}$  de amostra.

Já a Figura 52(b) mostra o decremento do índice de decimação (`index` variando de 2 para 1), que causa um adiantamento de uma sub amostra nos dados. Da mesma forma que no incremento do índice de decimação, para um fator de super-amostragem igual a 8, esse adiantamento é equivalente a  $\frac{1}{8}$  de amostra.



(a) Incremento do índice de decimação (atraso dos dados).



(b) Decremento do índice de decimação (adiantamento dos dados).

Figura 52: Ajuste do índice de decimação.

Assim, o ajuste do decimador proporciona um ajuste mais preciso no *timing* do re-

ceptor, pois é capaz de deslocar o sinal em  $\frac{1}{N_u}$  de amostra, sendo  $N_u = 8$  no receptor utilizado neste trabalho.

### 6.2.3.3 Ajuste da Interpolação

Os 8 bits menos significativos da palavra binária de 21 bits, mostrada na Figura 44, são utilizados na interpolação de sub amostras com o objetivo de refinar ainda mais o ajuste de tempo do receptor OFDM [12].

No receptor proposto, estes 8 *bits* menos significativos são utilizados na interpolação linear das sub amostras do sinal recebido. Assim, o interpolador é capaz de deslocar o sinal no tempo em frações de sub amostras.

A Figura 53 mostra os pontos interpolados das sub amostras do sinal OFDM. Observe que para cada sub amostra existem 256 pontos interpolados uma vez que  $2^8 = 256$ , sendo 8 o número de *bits* utilizados.

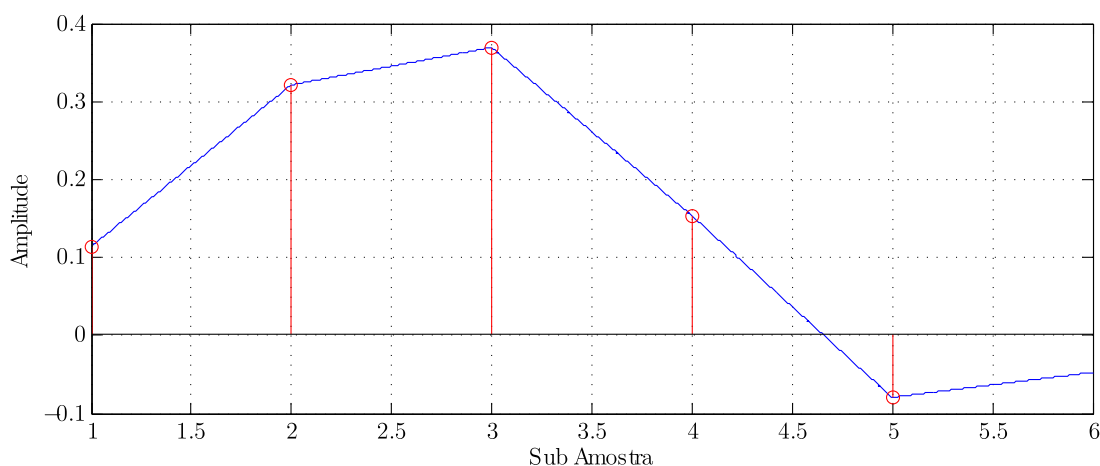


Figura 53: Interpolação linear das sub amostras do sinal super-amostrado.

A Equação 6.20 mostra a expressão para o sinal interpolado  $r_i(n)$ , onde  $r(n)$  é o sinal a ser interpolado,  $N_i$  o número de *bits* utilizados na interpolação (neste caso 8) e  $k$  o índice de interpolação. Desta forma, os 8 *bits* de atuação controlam o índice  $k$  (variando de 0 a  $2^8 - 1 = 255$ ) que determina qual dos possíveis 256 pontos de interpolação (ilustrados na Figura 53) será calculado.

$$r_i(n) = \frac{k(r(n) - r(n-1)) + 2^{N_i}r(n-1)}{2^{N_i}} \quad (6.20)$$

Portanto, o sistema de interpolação é capaz de deslocar o sinal recebido no tempo

em porções ainda menores que uma sub amostra, aproveitando toda a faixa dinâmica do sinal de ajuste do controlador. Porém, é importante observar que no sistema proposto utiliza-se interpolação linear. Assim, é possível que melhores resultados sejam obtidos com o uso de interpolação de maior ordem.

#### 6.2.4 Efeitos do Sincronismo de Tempo no Sistema

A atuação do sincronismo de tempo provoca efeitos indesejáveis em outras partes do receptor. Essa atuação desloca a referência temporal do sistema alterando o *timing* do decodificador de canal do receptor OFDM e interferindo na fase de portadoras de dados e de controle (CP, por exemplo).

Outro problema refere-se à posição ideal do início da FFT, que não ocorre no início do símbolo OFDM. Essa referência é conveniente para minimizar a ISI, mas acaba inserindo uma distorção de fase nos símbolos IQ na saída da FFT.

A seguir, veremos em detalhes os problemas causados pela atuação do sincronismo de tempo e suas soluções.

##### 6.2.4.1 Inicialização da FFT na Metade dos Dados Relacionados ao IG

O sincronismo *coarse* de tempo estabelece a referência temporal inicial da FFT. Essa referência estabelece uma relação entre o símbolo OFDM e o bloco de dados da FFT. Porém, o início do bloco da FFT é referenciado na metade da porção de dados referentes ao intervalo de guarda. Conforme visto na seção 3.2, esta referência maximiza a distância entra a janela da FFT e os limites do símbolo OFDM, minimizando as chances de ocorrência da ISI.

No entanto, ao estabelecer a referência temporal em uma posição diferente do início do símbolo OFDM, o sistema insere um deslocamento (cujo tamanho é a metade do IG) nos dados de entrada da FFT. Conforme visto na seção 3.2, esse deslocamento causa uma variação de fase nos símbolos IQ na saída da FFT.

A Figura 54 mostra a constelação de símbolos IQ modulados em 64QAM para os 4 possíveis intervalos de guarda, na saída da FFT, cuja referência temporal estabeleceu-se conforme descrito anteriormente.

Assim, o receptor proposto possui um bloco dedicado à correção da fase do sinal, que pode ser observado, em destaque, na Figura 55.

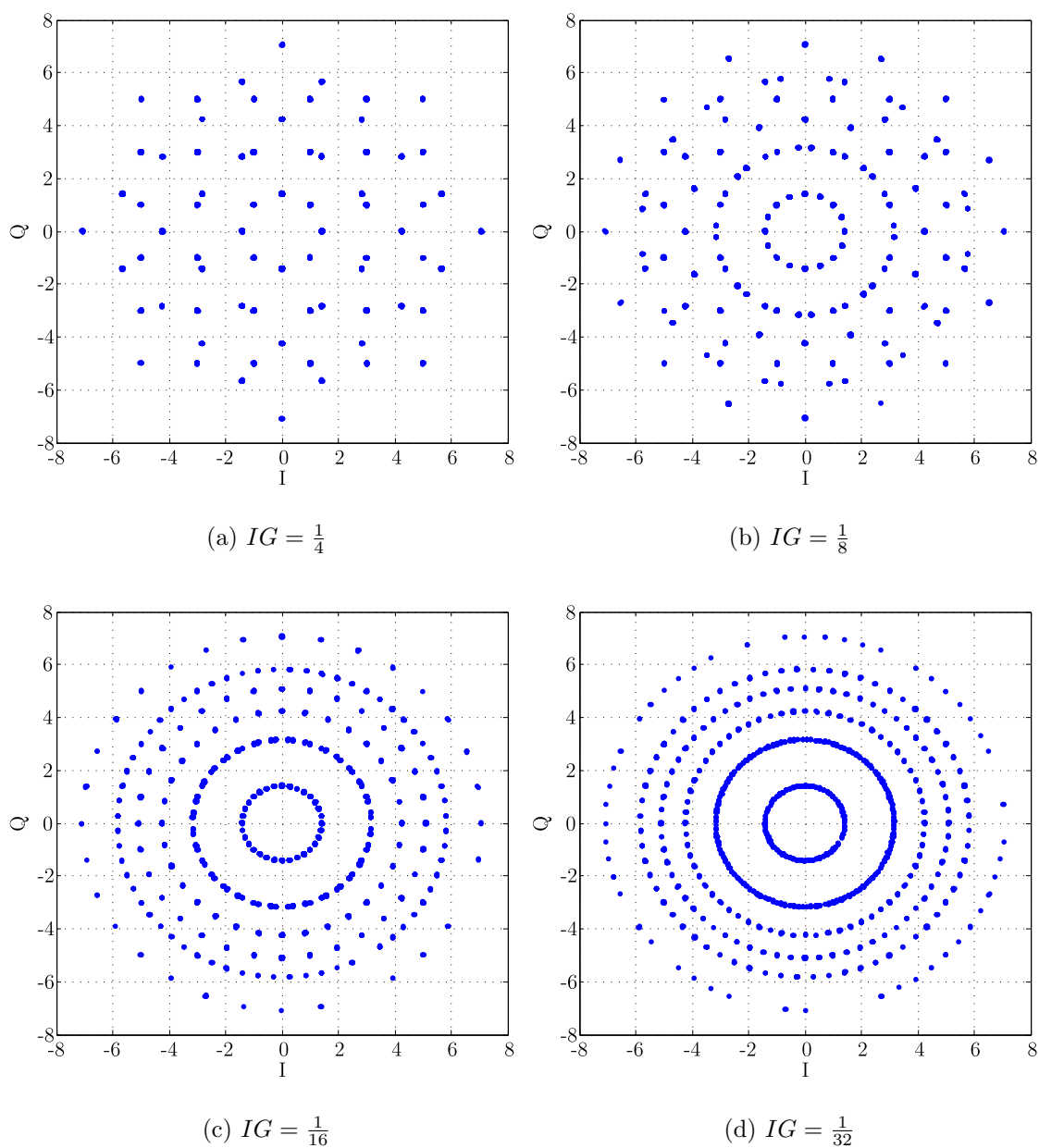


Figura 54: Distorção de fase dos símbolos IQ de um sinal OFDM, modulado em 64QAM, em função do posicionamento da referência do sincronismo de tempo.

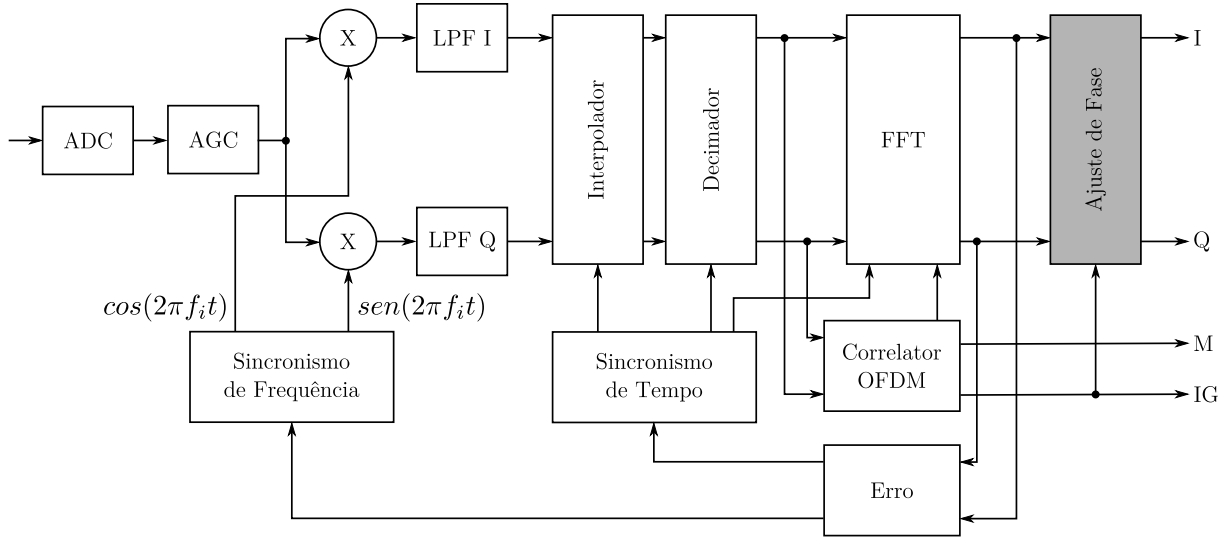


Figura 55: Receptor OFDM com bloco de ajuste de fase em destaque.

Esse ajuste é feito com base no tamanho do intervalo de guarda. A Equação 6.21 mostra o desvio de fase  $\theta_p$  de um símbolo IQ em função da referência estabelecida pelo sincronismo *coarse* de tempo, onde  $s_r$  é o deslocamento da referência da FFT e  $f_p$  a frequência normalizada em relação à  $F_s$  da portadora onde posiciona-se o símbolo IQ.

$$\theta_p = 2\pi s_r f_p \quad (6.21)$$

Desta forma, a variação de fase entre dois símbolos IQ adjacentes é dado por:

$$\begin{aligned} \theta_{p2} - \theta_{p1} &= 2\pi s_r f_{p2} - 2\pi s_r f_{p1} \\ \Delta\theta_p &= 2\pi s_r \Delta f_p \end{aligned} \quad (6.22)$$

Portanto, cada símbolo IQ gira  $2\pi s_r \Delta f_p$  radianos em relação ao símbolo IQ anterior, e desta forma, é possível obter uma curva de ajuste angular em forma de rampa, com taxa de variação (declividade) igual a  $2\pi s_r \Delta f_p$ , que alimenta um algoritmo rotacionador de fase (CORDIC). Esse rotacionador ajusta cada símbolo IQ com um incremento ou decremento de fase em relação ao símbolo IQ anterior.

Essa curva de ajuste de fase depende do valor de  $s_r \Delta f_p$ , lembrando que  $s_r$  é o deslocamento da referência inicial da FFT que corresponde à metade do intervalo de guarda, e  $\Delta f_p$  a distância entre portadoras OFDM<sup>11</sup> que depende do modo de transmissão.

<sup>11</sup>Cada símbolo IQ, em frequência, corresponde à uma portadora OFDM.

O modo de transmissão, no sistema ISDB-T, determina o número de portadoras do símbolo OFDM, sendo eles<sup>12</sup> [3]:

- Modo 1: Símbolo OFDM com 1404 portadoras.
- Modo 2: Símbolo OFDM com 2808 portadoras.
- Modo 3: Símbolo OFDM com 5616 portadoras.

Desta forma, observa-se que:

$$L_{Sm} = 1404 \cdot 2^{m-1} \quad (6.23)$$

Sendo  $L_{Sm}$  o tamanho em portadoras do símbolo OFDM para o modo  $m$ . Desta forma, conforme o modo de transmissão aumenta, o número de portadoras do símbolo OFDM dobra.

Porém, apesar de diferentes possibilidades quanto ao número de portadoras, a largura de banda do sinal ISDB-T<sup>13</sup> é conservada. Portanto, se o número de portadoras aumenta e a largura de banda é conservada, a distância entre portadoras é diminuída. Conforme visto na Tabela 2 da seção 6.2.1, o distância em frequência (normalizada em  $F_s$ ) entre duas portadoras SP no modo 1 é  $5,8610 \cdot 10^{-3}$  e, portanto, a distância em frequência entre duas portadoras no modo 1 é de  $\frac{5,8610 \cdot 10^{-3}}{12} = 488,42 \cdot 10^{-6}$ , uma vez que os SPs distanciam-se entre si em 12 portadoras. Assim, a Equação 6.24 descreve a distância em frequência (normalizada em  $F_s$ ) entre duas portadoras adjacentes no modo  $m$ .

$$\Delta f_{pm} = \frac{488,42 \cdot 10^{-6}}{2^{m-1}} \quad (6.24)$$

O tamanho do intervalo de guarda corresponde à uma fração do símbolo OFDM, ou seja, se o tamanho do símbolo OFDM aumenta, o intervalo de guarda aumenta na mesma proporção. Assim, o tamanho do intervalo de guarda depende do modo de transmissão da mesma forma que o tamanho do símbolo OFDM, ou seja, dobra de tamanho conforme o modo aumenta.

Como o valor de  $s_r$  é igual à metade do tamanho do intervalo de guarda, seu valor também dobra conforme o modo de transmissão aumenta. Por outro lado, o valor de

<sup>12</sup>Sem a portadora CP, inclusa em todos os modos no final do espectro.

<sup>13</sup>Neste trabalho utiliza-se o sistema ISDB-T de largura de banda de  $6MHz$  como referência.

$\Delta f_p$  é dividido por dois conforme o modo de transmissão aumenta. Portanto, o valor de  $2\pi s_r \Delta f_p$  é indiferente ao modo de transmissão, e depende apenas do IG do sinal, conforme mostra a Tabela 5.

$2\pi s_r \Delta f_p (rad)$	IG $\frac{1}{4}$	IG $\frac{1}{8}$	IG $\frac{1}{16}$	IG $\frac{1}{32}$
Modo 1	$-0,25007 \cdot 2\pi$	$-0,12504 \cdot 2\pi$	$-0,062518 \cdot 2\pi$	$-0,031259 \cdot 2\pi$
Modo 2	$-0,25007 \cdot 2\pi$	$-0,12504 \cdot 2\pi$	$-0,062518 \cdot 2\pi$	$-0,031259 \cdot 2\pi$
Modo 3	$-0,25007 \cdot 2\pi$	$-0,12504 \cdot 2\pi$	$-0,062518 \cdot 2\pi$	$-0,031259 \cdot 2\pi$

Tabela 5: Valores de ajuste  $2\pi s_r \Delta f_p$  (em *rad*) para todas as possíveis configurações de modo e IG do sistema ISDB-T. Note que o valor de  $2\pi s_r \Delta f_p$  depende apenas do IG.

Observe que os valores de  $2\pi s_r \Delta f_p$  possuem sinal negativo, uma vez que o atraso na janela da FFT corresponde à um adiantamento dos dados de entrada.

Assim, o ajuste de fase consiste em um CORDIC que gira os símbolos IQ na saída da FFT. O giro de fase para cada um destes símbolos IQ é dado por:

$$\theta_{adj}(p) = \theta_{adj}(p-1) + 2\pi s_r \Delta f_p \quad (6.25)$$

sendo  $p$  o índice da portadora e  $\theta_{adj}(0) = 0$ . Ao estabelecer esta condição inicial, perde-se o controle da fase da constelação de símbolos IQ como um todo. Porém, tanto o sincronismo de tempo como o de frequência independem do giro da constelação, desde que este mantenha-se constante<sup>14</sup>.

#### 6.2.4.2 Interferência no Sincronismo de Frequência

O sincronismo de frequência atua no NCO do demodulador em quadratura, conforme mostrado anteriormente na Figura 22. Durante este ajuste a constelação de símbolos IQ gira até o erro de frequência convergir para zero. Essa alteração de fase ocorre para todas as portadoras do espectro e, desta forma, não interfere na medida do erro de tempo, uma vez que esse erro é calculado com base na variação de fase entre portadoras.

No entanto, o ajuste executado pelo sincronismo de tempo introduz uma variação de fase em todas as portadoras, inclusive na CP que é utilizada pelo sincronismo de frequência. Assim, o sincronismo de tempo altera a fase da portadora CP, interferindo

<sup>14</sup>Esse giro é corrigido facilmente pelo estimador de canal, sistema presente em todos os receptores OFDM.



no cálculo do erro de frequência. A Figura 56 mostra a fase da CP sofrendo as variações introduzidas pela malha de controle do sincronismo de tempo durante a inicialização.

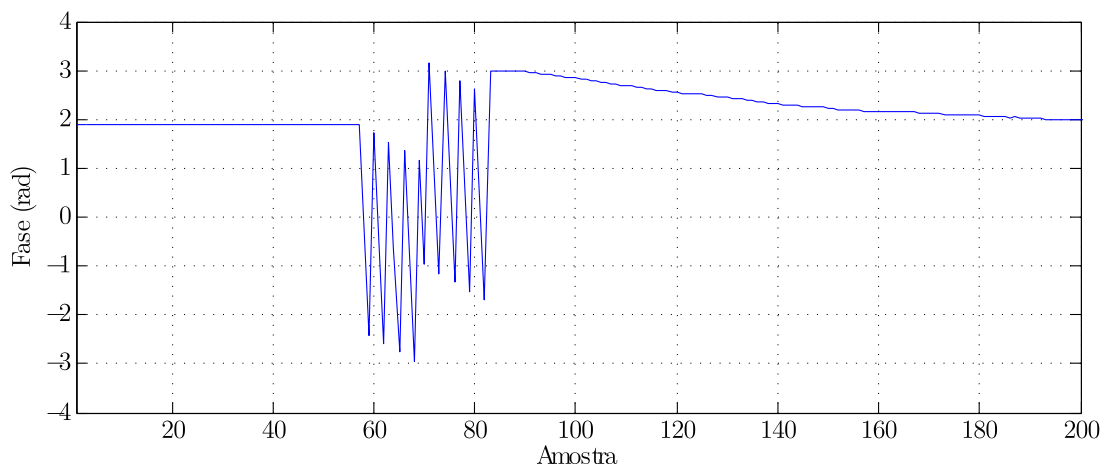


Figura 56: Fase da portadora CP sofrendo interferência do deslocamento da janela da FFT.

Para resolver esse problema, o sistema de cálculo do erro de frequência possui uma entrada adicional que ajusta a fase da CP (conforme mostrado anteriormente na Figura 21). O valor inserido nesta entrada de ajuste corresponde ao efeito do ajuste de tempo na fase da portadora CP, conforme a Equação 6.26, sendo  $s_{adj}$  a saída do controlador do sincronismo de tempo e  $f_{CP}$  a frequência normalizada em relação à  $F_s$  da CP, cujo valor é 0,3432 para todos os modos do sistema ISDB-T [3].

$$\Delta\theta_{CP} = 2\pi\Delta s_{adj}f_{CP} \quad (6.26)$$

Assim, todo o ajuste que o controlador do sincronismo de tempo executa no sistema (que interfere na fase da CP) é compensado diretamente no sistema de cálculo do erro em frequência. A Figura 57 mostra em azul a fase da CP corrigida e em vermelho a fase da CP sofrendo os efeitos do ajuste do sincronismo de tempo.

Observe que após o ajuste a fase corrigida da portadora CP apresenta um *offset* em relação à fase real. Porém, o cálculo do erro em frequência leva em consideração a variação dessa fase. Portanto, no cálculo do erro a fase da CP é diferenciada fazendo com que o *offset* (que é constante) desapareça.

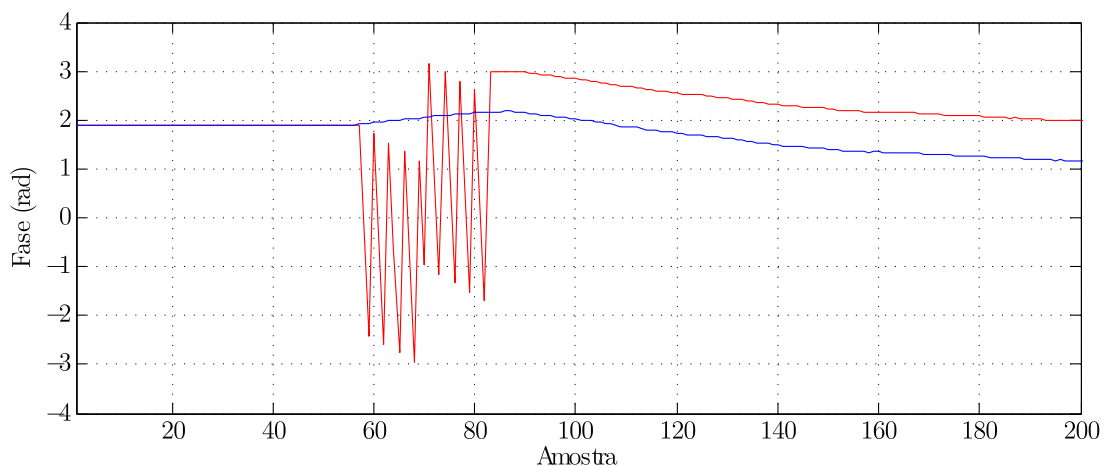


Figura 57: Fase da CP sofrendo interferência em vermelho e fase da CP corrigida em azul.

#### 6.2.4.3 Alteração do *Timing* do Decodificador de Canal

No receptor OFDM, os dados são representados em forma de *frame* OFDM (conjunto de símbolos OFDM). Essa representação é conveniente no contexto da transmissão e recepção de dados em meio *wireless*. Porém, no caso da TV digital, estes dados representam áudio e vídeo [3].

Assim, existe no sistema ISDB-T outra representação da informação, que é conveniente dentro do contexto da TV digital (áudio e vídeo). Essa representação denomina-se *frame* multiplexado e consiste em um conjunto de TSPs (*Transport Stream Packet*) que contém as informação de áudio e vídeo MPEG (*Moving Picture Experts Group*) das múltiplas programações do canal de *broadcast* [3].

A conversão de um *frame* OFDM em um *frame* multiplexado ocorre no decodificador de canal<sup>15</sup>, que é um sistema posicionado após a demodulação do sinal onde o dados já são representados na forma de palavras binárias.

O *frame* multiplexado em si é recuperado em um sub-sistema do decodificador de canal denominado reestruturador de *frame* multiplexado. A principal característica do *frame* multiplexado é a temporização dos TSP das múltiplas programações. Essa temporização é obtida com a inserção de TSPs nulos, que não contém informação útil e cuja função é inserir atrasos e ocupar banda<sup>16</sup> [3].

Esses TSPs nulos são gerados através da separação temporal entre símbolos OFDM,

<sup>15</sup>O decodificador de canal também contém sistemas de correção de erros.

<sup>16</sup>Os TSPs nulos ocupam a banda livre do sistema de TX/RX ISDB-T, uma vez que a largura de banda de toda a programação transmitida deve ser menor ou igual a banda total do sistema ISDB-T.

que consiste no período onde a FFT está a espera de um novo sinal de *start* (determinado pelo IG), na remoção das portadoras que não contém informação (a largura de banda da FFT é de  $8MHz$  mas apenas  $6MHz$  são utilizados pelo ISDB-T) e na remoção de símbolos pilotos (SPs e CP) e outras portadoras auxiliares do sistema ISDB-T. Portanto, ao chegar no decodificador de canal, o símbolo OFDM é menor que na saída da FFT, gerando um espaço livre extra entre estes símbolos OFDM.

Assim, o correto espaçamento entre símbolos OFDM é crucial para que o *frame* multiplexado (e conseqüentemente os *streams* MPEG) seja recuperado corretamente.

Porém, o ajuste de tempo desloca a janela da FFT alterando as distâncias entre símbolos OFDM. Conforme descrito acima, ao deslocar a janela da FFT, o sistema de sincronismo de tempo gera erros na reestruturação do *frame* multiplexado. Desta forma, o decodificador de canal deve compensar o deslocamento da janela da FFT para que o *frame* multiplexado seja recuperado corretamente.

A solução proposta neste trabalho utiliza a técnica de *multi-cycle clock* [19], que consiste no controle da velocidade dos circuitos digitais não mais apenas pelo sinal de *clock* mas também com um sinal de *enable*. Assim, com a utilização desta técnica, alimenta-se o decodificador de canal com um sinal de *clock* com o dobro da frequência nominal, controlando a frequência efetiva do sistema através do *enable*.

O decodificador de canal do receptor ISDB-T proposto opera com uma velocidade nominal de *clock* de  $8F_s$ . Para que a correção descrita acima possa ser implementada, o sinal físico de *clock* aplicado nos registradores do decodificador de canal possui uma frequência de  $16F_s$ . Assim, na operação normal do decodificador de canal (quando não há deslocamento da janela da FFT e, portanto, não há necessidade de compensação) o sinal de *enable* alterna entre nível lógico alto e baixo a cada ciclo de *clock*, conforme a Figura 58, onde  $clk\_8fs'$  é o *clock* efetivo dos registradores.

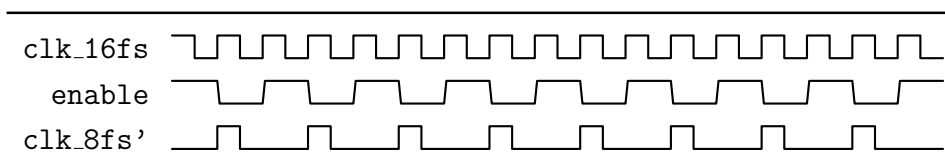
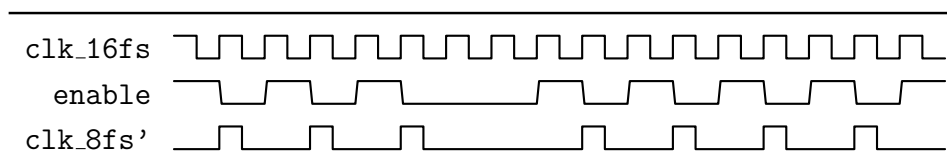


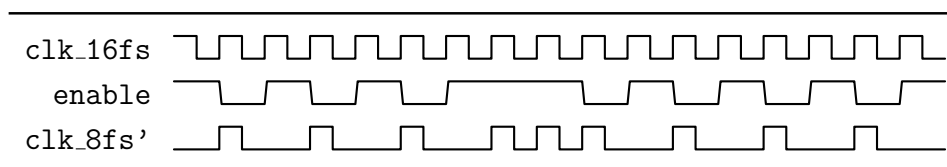
Figura 58: Técnica de *multi-cycle clock* aplicada no decodificador de canal, quando não há compensação.

Desta forma, na entrada do decodificador de canal há um bloco responsável pela verificação do tamanho do espaço entre símbolos OFDM. Caso o espaço seja maior que

o esperado, o sinal de *enable* baixa, suprimindo um ciclo do *clock* de maneira que o decodificador de canal trave durante este ciclo de *clock* não “percebendo” a presença deste espaço extra entre símbolos OFDM, conforme a Figura 59(a). Por outro lado, se o espaço entre símbolos OFDM for menor que o esperado, o sinal de *enable* sobe, habilitando um ciclo de *clock* extra, fazendo que o decodificador de canal registre duas vezes o mesmo intervalo de tempo entre símbolos OFDM, de maneira que o espaço entre símbolos OFDM percebido pelo decodificador de canal seja maior, conforme a Figura 59(b).



(a) Diminuição da frequência de operação do decodificador de canal para compensar um espaço entre símbolos OFDM maior que o esperado.



(b) Aumento da frequência de operação do decodificador de canal para compensar um espaço entre símbolos OFDM menor que o esperado.

Figura 59: Ajuste da referência temporal da FFT.

A alteração da velocidade de funcionamento do decodificador de canal altera a taxa instantânea dos TSPs de saída. Desta forma, se faz necessário um *buffer* reconstrutor de TSPs. Esse *buffer* agrupa os TSPs com taxa variável na saída do decodificador de canal, amortecendo as variações inseridas pelo sistema de *multi-cycle clock*.

No entanto, se o problema fundamental no *timing* do receptor é a diferença da frequência de *clock* em relação à frequência de *clock* do transmissor, a taxa de dados que entra no receptor será diferente da taxa esperada. Portanto, o *overflow* ou *underflow* do *buffer* reconstrutor é inevitável caso esse problema não seja considerado.

No sistema ISDB-T um TPS possui 204 *bytes*, sendo 188 de dados efetivos. Os 16 *bytes* restantes correspondem à redundância inserida pelo algoritmo *Reed Solomon*, que consiste em um código corretor de erros. Portanto, na saída do decodificador de canal há um espaço vago de 16 *bytes* entre pacotes de dados de 188 *bytes* [3].

---

Assim, este espaço vago entre TSPs é aproveitado pelo *buffer* reconstrutor para acomodar a diferença de taxa de dados entre o TX e RX, de maneira que eventualmente na saída do receptor o espaço entre TSPs será de 15 *bytes* (caso a taxa de dados do TX seja maior que a do RX) ou de 17 *bytes* (caso a taxa de dados do TX seja menor que a do RX).

## 7 Implementação e Validação

O sistema de recepção OFDM, bem como os sistemas de sincronismo propostos neste trabalho foram implementados em FPGA, que consiste em um *chip* de lógica programável. Essa implementação pode ser feita em campo, sem a necessidade de uma planta de fabricação, com ferramentas de desenvolvimento de custo relativamente baixo. As especificações das FPGAs da família *Virtex 4 LX* da empresa *Xilinx* ([www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)) podem ser observadas na Tabela 6 [20]. Neste trabalho utilizou-se uma FPGA *Virtex 4 LX100*.

Virtex 4 LX	LX15	LX25	LX40	LX60	LX80	LX100	LX160	LX200
Array Row x Col	64x24	96x28	128x36	128x52	160x56	192x64	192x88	192x116
Logic Cells	13824	24192	41472	59904	80640	110592	152064	200448
Slices	6144	10752	18432	26624	35840	49152	67584	89088
Max Distributed RAM (kb)	96	168	288	416	560	768	1056	1392
XtremeDSP Slices	32	48	64	64	80	96	96	96
18kb Blocks	48	72	96	160	200	240	288	336
Max Block RAM (kb)	864	1296	1728	2880	3600	4320	5184	6048
DCMs	4	8	8	8	12	12	12	12
PMCDs	0	4	4	4	8	8	8	8
Total I/O Banks	9	11	13	13	15	17	17	17
Max User I/O	320	448	640	640	768	960	960	960

Tabela 6: Características das FPGAs da família *Virtex 4 LX*. No sistema proposto utiliza-se o modelo *LX100*.

A descrição do *hardware* digital na FPGA foi feita com a utilização da linguagem VHDL (*Very-high-speed integrated circuits Hardware Description Language*). Essa linguagem possui sintaxe exata e significado preciso a respeito dos diversos elementos utilizados no sistema. Foi originalmente desenvolvida nos anos 80 para a simulação de circuitos digitais, porém, atualmente é utilizada também para a síntese destes circuitos, e assim possibilitando a geração de circuitos digitais através de uma descrição textual.

O *software* utilizado na síntese e implementação do circuito digital através do código VHDL foi o *ISE Design Suite 12.3*, proprietário da *Xilinx*. Esse *software* transforma os arquivos fontes contendo a descrição em VHDL do sistema em um modelo RTL (*Register Transfer Level*), que consiste no modelo conceitual do circuito descrito em forma de lógica combinacional e registradores de transferência. Após a criação do modelo RTL, o *software* implementa o circuito na tecnologia desejada, neste caso em FPGA, mapeando cada componente do RTL em seu equivalente na FPGA. Uma vez mapeados todos os componentes, o *software* executa o posicionamento e roteamento do circuito, otimizando a área utilizada e as questões de temporização do sistema.

A plataforma de *hardware* utilizada na implementação do protótipo do receptor OFDM proposto foi um conjunto de módulos de desenvolvimento mostrado na Figura 60, da empresa *Nallatech* ([www.nallatech.com](http://www.nallatech.com)). Este conjunto consiste em:

- *BenDATA LX100 -11*: Módulo com uma FPGA *Virtex 4 LX100* da *Xilinx*, dois bancos de SRAM (*Static Random Access Memory*) de 8MB e dois bancos SDRAM (*Synchronous Dynamic Random Access Memory*) de 512MB.
- *BenADDA SX55-11 ON*: Módulo com uma FPGA *Virtex 4 SX55* da *Xilinx*, dois bancos de SRAM de 8MB, dois ADCs (*Analog to Digital Converter*) de 14 bits e dois DACs (*Digital to Analog Converter*) de 14 bits.
- *BenNUEY PCI X FX 100-11 D (W)*: Módulo em forma de placa mãe, onde os demais módulos são acoplados. Possui uma FPGA *Virtex 4 FX100* da *Xilinx*, dois bancos de SRAM de 8MB, interface PCI-X (*Peripheral Component Interconnect Extended*) e interface SCSI (*Small Computer System Interface*).

O receptor propriamente dito foi implementado no módulo *BenDATA*. Já o módulo *BenNUEY* foi utilizado para interfacear o receptor com um computador via barramento PCI-X e para enviar o *stream* de vídeo digital à uma placa externa via barramento SCSI. O módulo *BenADDA*, que converte o sinal OFDM analógico em um sinal digital, possui a função de conversor AD.

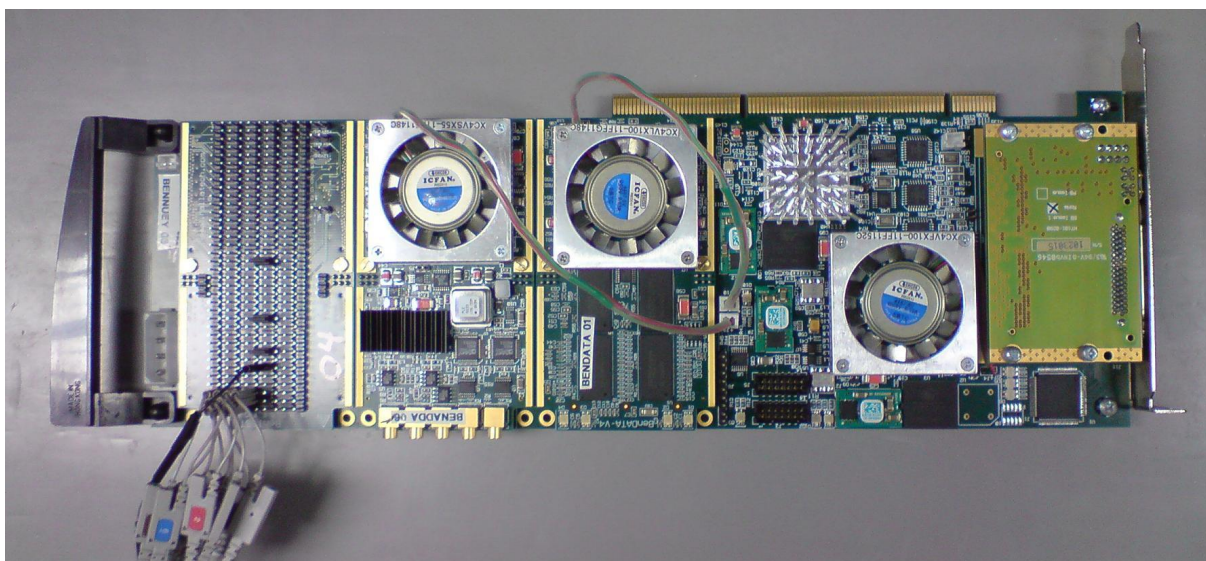


Figura 60: Plataforma de desenvolvimento *Nallatech*.

A interface e decodificação de áudio e vídeo é feita através de ferramentas de *hardware* e *software* da *DekTec* ([www.dektec.com](http://www.dektec.com)). A interface de *hardware* consiste em uma placa PCI (*Peripheral Component Interconnect*) modelo *DTA-122* com entrada padrão DVB-SPI (*Digital Video Broadcasting - Synchronous Parallel Interface*) que recebe os dados do receptor. Já o *software* utilizado é o *StreamXpert 1.28*, que decodifica e analisa o *stream* recebido pela interface DVB-SPI.

Todos os sinais ISDB-T de teste foram gerados com o gerador SFU da *Rohde&Schwarz* ([www.rohde-schwarz.com](http://www.rohde-schwarz.com)), que consiste em um gerador padrão de sinais incluindo um simulador de canal, contemplando efeitos de ruído aditivo, multipercurso e desvio *Doppler*. Neste trabalho utilizou-se o padrão ISDB-T de banda de  $6\text{MHz}$ , em FI de  $5\text{MHz}$  com potência de  $0\text{dBm}$ .

Já a captura de dados foi feita através do *Chipscope*, também da *Xilinx*, que consiste em um sistema de *hardware* e *software* dedicados à depuração de sistemas em FPGAs. O *Chipscope* insere no projeto digital do usuário um *core* dedicado à captura de dados que são armazenados na memória interna da própria FPGA. Este dados são então enviados à um computador via interface JTAG (*Joint Test Action Group*) onde é possível, através de um *software* (*Chipscope Analyser*), analisar os sinais recebidos ou exportá-los em diferentes formatos para análise em outro *software*. Neste trabalho utilizou-se o *Matlab*, da empresa *Mathworks* ([www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)), para a análise de dados e geração de gráficos.

As métricas de desempenho utilizadas foram a MER (*Modulation Error Rate*) e BER (*Bit Error Rate*), que são as métricas usualmente adotadas na prática para avaliar o



desempenho de receptores digitais [21] [22]. A MER, também expressa pelo valor simétrico do EVM (*Error Vector Magnitude*) [22], mede em decibéis o grau de convergência dos símbolos IQ da constelação recebida em relação à constelação local de referência e que gera os *bits* demodulados. Já a BER é a taxa de *bits* errados dentro de um conjunto de *bits*, referentes à algoritmos de correção de erros. No receptor ISDB-T existem dois sistemas de correção de erros, e portanto duas métricas de BER: o decodificador de *Viterbi* e o decodificador *Reed Solomon* [3].

Optou-se pela adoção destas métricas (BER e MER) para avaliação do desempenho do sistema de sincronismo proposto neste trabalho porque ambas avaliam o desempenho do sistema de sincronismo operando integrado ao receptor como um todo - que é, em última análise, a situação de operação real e útil de qualquer sistema de sincronismo. Caso se adotasse unicamente uma medida mais simples, como, por exemplo, o erro médio quadrático da posição da janela da FFT em relação à posição ideal sob perfeito sincronismo, pouco ou nada poderia ser inferido do efeito do desempenho global do sistema de sincronismo quando operando integrado a um receptor. No entanto, esta opção pela MER e BER como parâmetro de desempenho global do sistema de sincronismo exige estabelecer previamente um adequado procedimento operacional para efeito de avaliação quantitativa, conforme veremos a seguir.

O decodificador de *Viterbi* do sistema ISDB-T opera com um bloco de dados de 1632 *bits* e o decodificador *Reed Solomon* com um bloco de dados de 204 *bytes* [3]. Portanto, a BER do decodificador de *Viterbi* equivale ao número de *bits* errados (que são corrigidos) dentro de um bloco de 1632 *bits* e a BER do decodificador *Reed Solomon* ao número de *bytes* errados (corrigidos) dentro de um bloco de 204 *bytes*.

Na arquitetura do receptor ISDB-T o decodificador de *Viterbi* posiciona-se antes do decodificador *Reed Solomon*. Desta forma, caso a BER do decodificador *Reed Solomon* seja igual ou inferior à sua máxima capacidade de correção de erros, que no caso de ISDB-T é de 8 *bytes* [3], o *stream* de vídeo digital na saída do receptor não apresentará nenhum erro, independentemente da MER e da BER do decodificador de *Viterbi*.

As configurações de transmissão utilizadas nos testes são:

- Modulação QPSK
- Taxa do codificador convolucional (*dual* do decodificador de *Viterbi*) em  $\frac{1}{2}$
- Comprimento do *interleaver* de tempo igual a 16 símbolos OFDM no modo 1 e 4 símbolos OFDM no modo 3

Uma vez que a BER e a MER são métricas utilizadas para avaliar o desempenho do receptor como um todo, é necessário estabelecer um adequado procedimento operacional para efeito de testar e validar especificamente a malha de sincronismo proposta neste trabalho, minimizando a influência que a operação do estimador de canal e do *demapper* do receptor gera sobre estas duas métricas.

O estimador de canal e o *demapper* são blocos intrínsecos a qualquer receptor digital, e no protótipo de receptor ISDB-T utilizado neste trabalho, o estimador de canal implementa interpolação linear entre portadoras piloto e o *demapper* efetua o demapeamento de símbolos IQ por *hard-decision*. Para minimizar a influência da interpolação linear sobre a MER adotou-se modulação QPSK. Para minimizar a influência do *hard-decision* sobre a BER adotou-se taxa 1/2 no codificador convolucional. A partir dos resultados obtidos para a MER e BER nesta situação operacional do receptor sob as referidas configurações de transmissão, podemos testar a malha de sincronismo sob um alto nível de ruído e sob um cenário de multipercurso severo, sem que o receptor deixe de operar por erro de interpolação no estimador de canal e/ou erro de decisão no *demapper*.

É importante observar que estas configurações de transmissão não afetam o desempenho das diversas malhas do sistema de sincronismo proposto neste trabalho, enquanto permitem que o receptor como um todo consiga operar sob condições mais severas de ruído aditivo, multipercurso, desvio de *clock* e efeito *doppler*, possibilitando também a validação dos sistemas de sincronismo de tempo e frequência nestas condições. Caso os testes fossem realizados com modulação 64QAM, por exemplo, o receptor OFDM seria incapaz de funcionar sob as condições mais severas de teste, impossibilitando que as métricas de desempenho (MER e BER) fossem capturadas, uma vez que estas dependem do funcionamento do receptor como um todo.

Portanto, as medidas de MER e BER, em termos absolutos, representam o desempenho do receptor ISDB-T como um todo. Desta forma, nos resultados apresentados na seção 7.3 e na seção A.2 do Apêndice A é possível observar uma curva de referência, onde o sistema opera via sincronismo externo através de um cabo coaxial entre o TX e o RX. Este sincronismo externo permite que os sistemas de sincronismo de tempo e frequência propostos neste trabalho sejam completamente desabilitados, fazendo o receptor funcionar em condição de sincronismo ideal e perfeito com o transmissor. Desta forma, a análise do desempenho do sistema de sincronismo aqui proposto a partir da MER e BER deve ser interpretada em relação à essa curva de referência, que representa o desempenho do receptor ISDB-T em condições ideais de sincronismo, sendo as demais curvas representa-

tivas do desempenho do receptor sob a influência das malhas de controle de sincronismo propostas ao corrigirem os erros de tempo e frequência.

Apesar de alguns resultados serem apresentados em seções diferentes, os testes foram realizados com o receptor operando no contexto de uma recepção real, ou seja, com todos os sub-sistemas de sincronismo ativados e funcionando simultaneamente (exceto quando especificado).

## 7.1 Sincronismo de Frequência

O sistema de sincronismo de frequência tem como objetivo ajustar a frequência do oscilador local para compensar o desvio da FI do sinal recebido, que pode ser causado pela diferença de *clock* entre o TX e o RX e/ou por efeito *doppler*, e assim minimizando a ICI.

A Figura 61 mostra o erro da malha de controle do sincronismo de frequência em azul e o ajuste de tempo em vermelho com a entrada de ajuste de fase desligada. Observe que o ajuste de tempo interfere no erro de frequência, inserindo um erro de  $\pm 2,5Hz$ . Já a Figura 62 mostra o erro da malha de controle do sincronismo de frequência em azul e o ajuste de tempo em vermelho, porém, com a entrada de ajuste de fase ativada. Note que a interferência é amenizada, chegando a apenas  $\pm 0,2Hz$ .

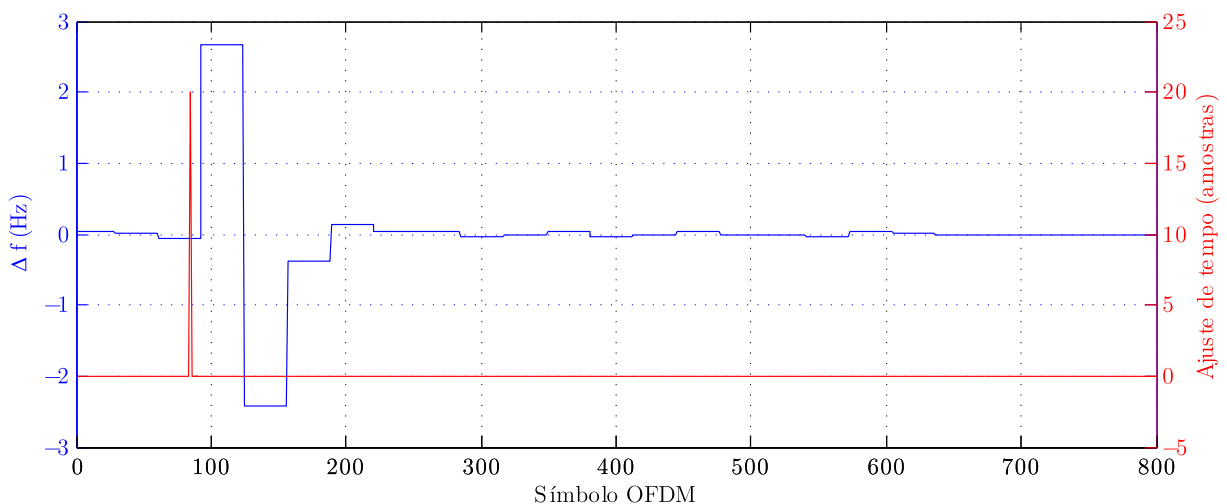


Figura 61: Interferência do ajuste de tempo no erro em frequência, sem o ajuste de fase.

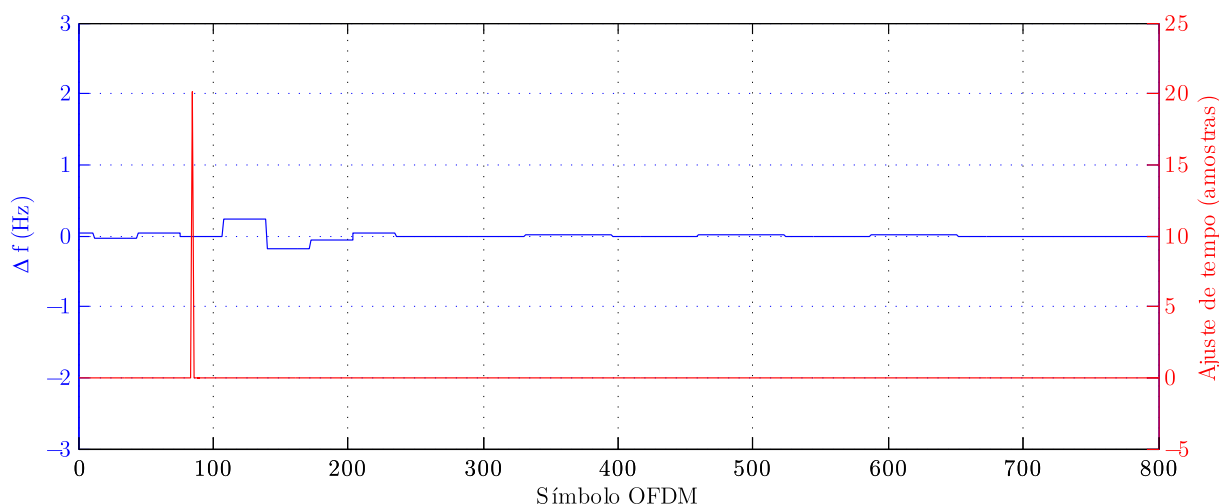


Figura 62: Interferência do ajuste de tempo no erro em frequência, com o ajuste de fase.

## 7.2 Sincronismo de Tempo

Conforme já discutido nas seções 6.1 e 6.2, o sistema de sincronismo de tempo divide-se em dois sub-sistemas: o sincronismo *fine* e o sincronismo *coarse*. O primeiro estabelece a referência temporal inicial do sistema e o segundo refina essa referência minimizando o escorregamento de dados em relação ao *clock* local e, assim, minimizando a probabilidade de ocorrência de ISI.

Desta forma, testa-se e valida-se os sub-sistema de sincronismo de tempo separadamente, uma vez que ambos consistem em circuitos fisicamente distintos.

### 7.2.1 Sincronismo *Coarse* de Tempo

O sincronismo *coarse* de tempo estabelece a referência temporal da FFT que posteriormente é refinado pela malha de controle do sincronismo *fine* de tempo. Assim, a determinação do desempenho do sincronismo *coarse* é feita através da análise do quanto a referência inicial de tempo desvia-se em torno do valor ideal, desvio este que é um erro medido em amostras correspondentes ao desvio. O valor médio quadrático deste erro ao longo do tempo denominamos aqui de MSE (*Mean Square Error*).

Conforme visto na seção 6.2.1, o sincronismo *fine* de tempo possui um limite máximo de cálculo de erro (que depende do modo de transmissão) que deve ser respeitado. Portanto, essa referência determinada pelo sincronismo *coarse* não deve ultrapassar estes limites (mostrados na Tabela 3).

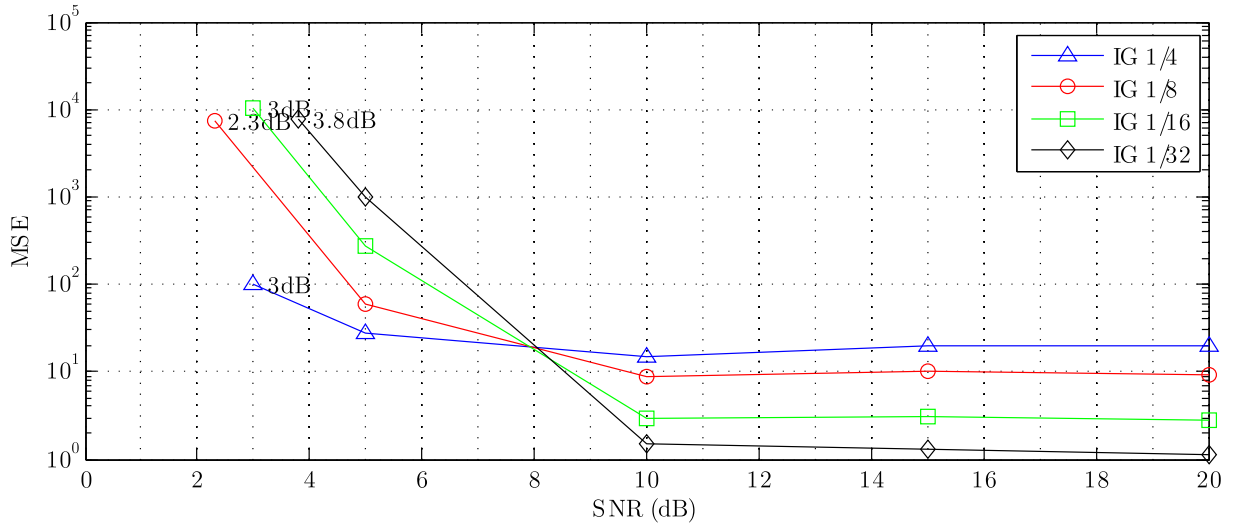


Figura 63: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo no canal Brasil C, com o receptor operando no modo 3.

Os testes do sistema de sincronismo *coarse* foram executados com o receptor funcionando sob condições de ruído aditivo e multipercursos. A seção A.1 do Apêndice A mostra os resultados obtidos.

Observe que as curvas referentes à intervalos de guarda menores tendem a apresentar um MSE menor que as curvas de intervalos de guarda maiores para valores altos de SNR. Isto ocorre devido ao circuito digital de cálculo do centro do pulso da correlação: um intervalo de guarda menor possui um pulso mais estreito, de maneira que o erro de cálculo do centro do pulso é proporcional à largura deste. Porém, para valores mais baixos de SNR (principalmente em condições de multipercursos) as curvas de intervalos de guarda menores tendem a apresentar um MSE maior. Isto ocorre claramente no modelo de canal “Brasil C” (vide Tabela 9) com o receptor operando no modo 3, conforme a Figura 63. Note que em 8dB de SNR as curvas sofrem uma inversão, onde o IG  $\frac{1}{32}$  apresenta um desempenho pior para baixos valores de SNR. Os modelos de canal Brasil A-E são especificados em [23] e apresentados na Tabela 9.

A Tabela 7 mostra os limites do MSE para os modos de transmissão 1 e 3 (baseados nos valores da Tabela 3). Note que nenhuma das curvas de desempenho apresentadas ultrapassa os valores máximos de MSE impostos pela Tabela 7. Portanto, as estimativas temporais determinadas pelo sincronismo *coarse*, em todos os todos os testes realizados, são suficientemente precisas para que o sisncronismo *fine* de tempo seja capaz de operar.

Note também que os pontos a esquerda apresentam o menor valor de SNR de cada curva. Esse valor consiste na SNR crítica (chamaremos de  $SNR_C$ ), que corresponde à

	Modo 1	Modo 3
$MSE_{max}$	7277,8	116440

Tabela 7: Valores máximos de MSE da estimativa de sincronismo em função dos modos de transmissão do sistema ISDB-T.

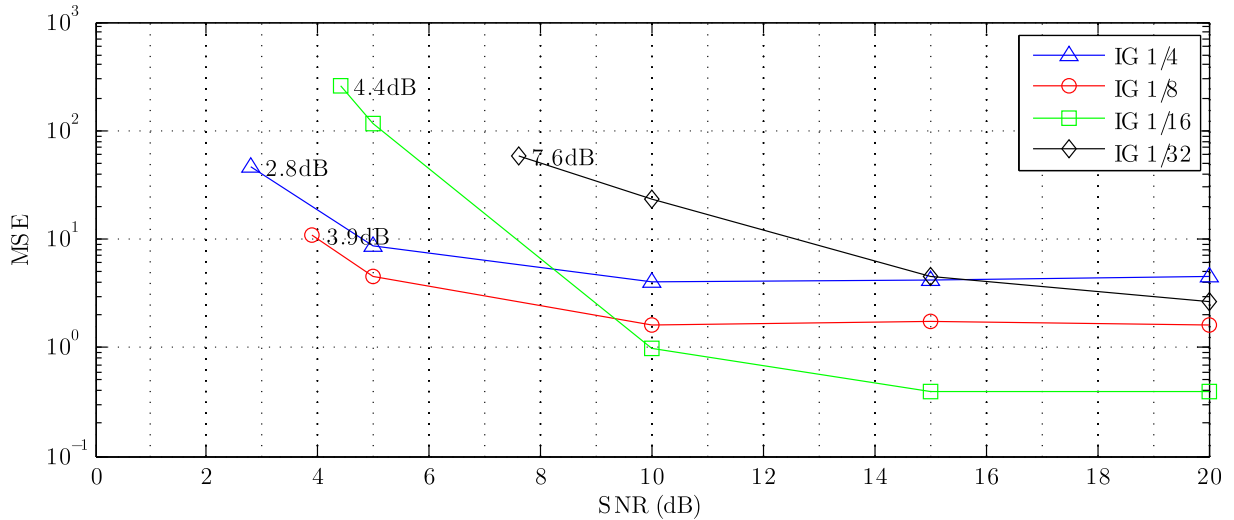


Figura 64: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo no canal Brasil D, com o receptor operando no modo 1.

mínima SNR que o sistema de sincronismo *coarse* é capaz de sincronizar, independentemente do MSE. Para valores menores de SNR, o recuperador de modo e intervalo de guarda é incapaz de obter as configurações de modo e intervalo de guarda do sinal recebido, impossibilitando o funcionamento do sincronismo *coarse*. Desta forma, o “gargalo” do sistema de sincronismo *coarse* consiste neste sub-sistema de recuperação de modo e intervalo de guarda.

Segundo os dados obtidos nos testes realizados, a  $SNR_C$  tende a ser menor conforme o IG é maior. A Figura 64 mostra as curvas de desempenho do sincronismo *coarse* funcionando no modo 1 no canal Brasil D, e ilustra esta situação.

A Tabela 8 mostra os valores da  $SNR_C$  (obtidos das curvas mostradas na seção A.1), para todas as configurações de intervalo de guarda, para os modos de transmissão 1 e 3 e os 5 canais Brasil, que o sistema de sincronismo *coarse* é capaz de funcionar. Observe que na operação sob canal Brasil B, o sincronismo *coarse* necessita de uma SNR de no mínimo 6,1dB. Caso, nesse mesmo canal, seja utilizado o modo de transmissão 3, a mínima SNR necessária é 4,1dB. Já o sistema de sincronismo *coarse* como um todo, independente do canal e da configuração, necessita de uma SNR mínima de 7,6dB (modo 1, IG  $\frac{1}{32}$  e canal

Brasil D).

Canal Brasil		-	A	B	C	D	E
Modo 1	IG $\frac{1}{4}$	2,7	2,7	2,9	2,8	2,8	3,1
	IG $\frac{1}{8}$	3,4	3,6	3,8	3,6	3,9	4,1
	IG $\frac{1}{16}$	3,8	4,1	4,3	4,2	4,4	5
	IG $\frac{1}{32}$	4,8	5,3	6,1	5,7	7,6	6,8
Modo 3	IG $\frac{1}{4}$	3	3	3,3	3	2,4	3,6
	IG $\frac{1}{8}$	2,3	2,3	2,6	2,3	1,5	2,7
	IG $\frac{1}{16}$	3	2,9	3,2	3	2,5	3,4
	IG $\frac{1}{32}$	3,8	3,8	4,1	3,8	3,9	4,4

Tabela 8: Valores de  $SNR_C$  (em  $dB$ ) do sincronismo *coarse*.

### 7.2.2 Sincronismo *Fine* de Tempo

O sincronismo *fine* de tempo consiste em uma malha de controle com o objetivo de minimizar o erro de tempo na entrada da FFT. Esse erro corresponde ao desvio do início do bloco de dados de entrada da FFT em função do escorregamento destes dados em relação ao *clock* local do receptor.

A Figura 65 mostra o erro de tempo no transitório do sistema com o preditor de *Smith* desativado (mantendo o estimador diferencial ativado)<sup>1</sup>. Note que a malha oscila, inviabilizando a convergência do erro. Isto ocorre devido ao fato do atraso de transporte da FFT (de 2 a 3 símbolos OFDM, conforme a Tabela 4) ser maior que o período da malha de controle (1 símbolo OFDM).

A Figura 66 mostra a convergência do erro no transitório do sistema com o período de atuação da malha maior que o atraso de transporte da FFT (mantendo o estimador diferencial ativado). Observe que o erro converge em 6 símbolos OFDM. Já a Figura 67 mostra a convergência do erro no transitório do sistema com o período de controle de 1 símbolo OFDM (menor que o atraso de transporte da FFT) e com o preditor de *Smith* ativado (novamente, mantendo o estimador diferencial ativado). Neste caso, a malha converge em 3 símbolos OFDM e possui um erro em regime menor.

As curvas de desempenho do receptor em regime permanente em função do desvio de *clock* em relação ao TX são mostradas na Figura 68 (em canal AWGN com 20dB

<sup>1</sup>O estimado diferencial não atua de maneira significativa durante o transitório.

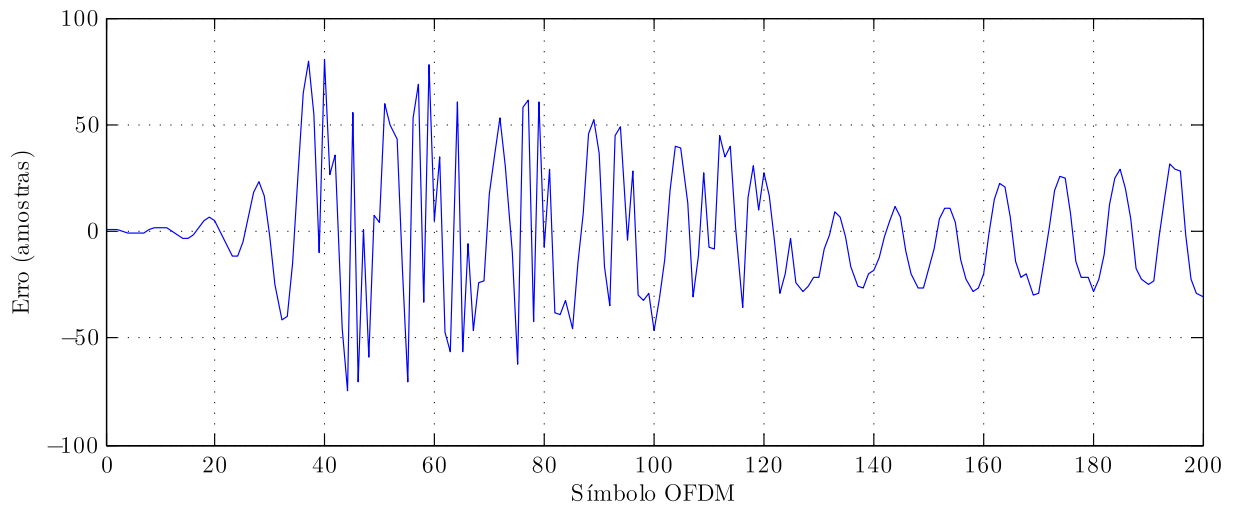


Figura 65: Transitório do erro de tempo sem preditor de *Smith* - ver Figura 37.

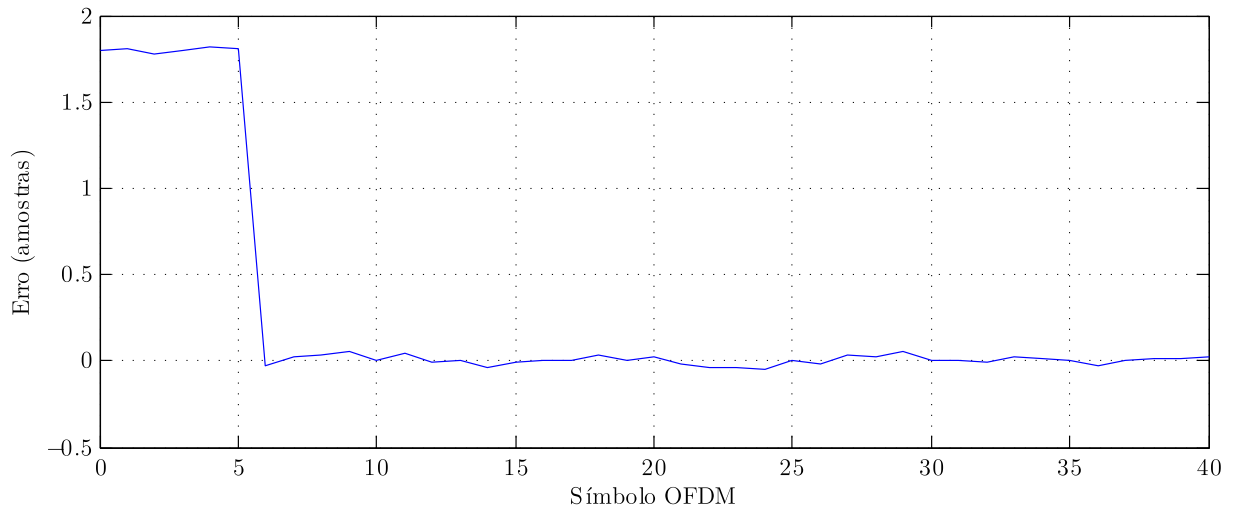


Figura 66: Transitório do erro de tempo com malha de controle lenta (sem preditor de *Smith*).

de SNR), onde  $\Delta f$  é o desvio de frequência do *clock* em ppm. Observe que a ação do estimador diferencial e do preditor de *Smith* contribuem para o aumento do desempenho do receptor sob a condição de escorregamento de dados em relação ao *clock* local.



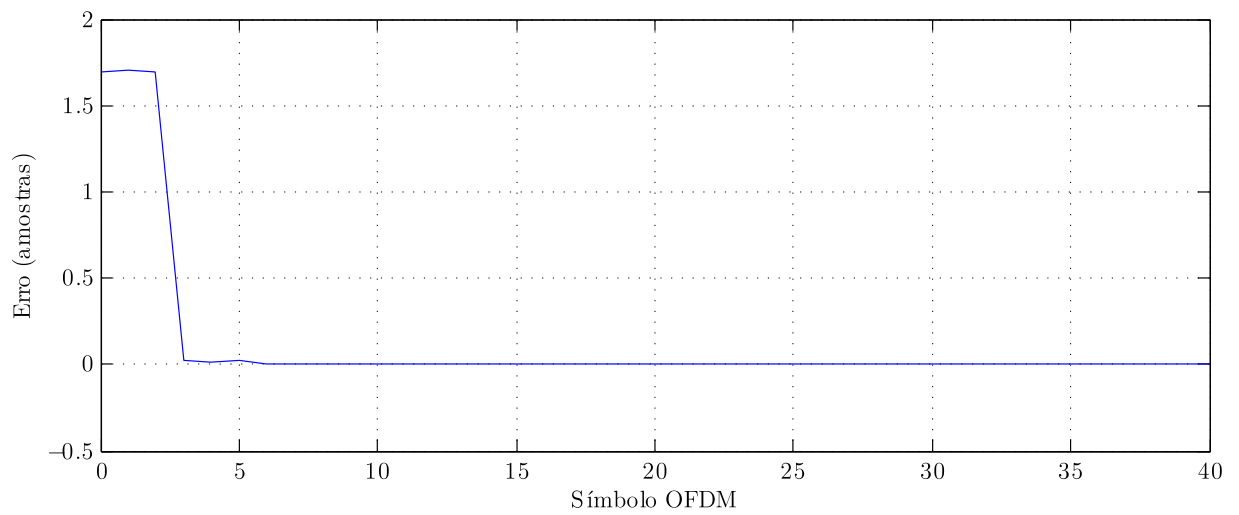
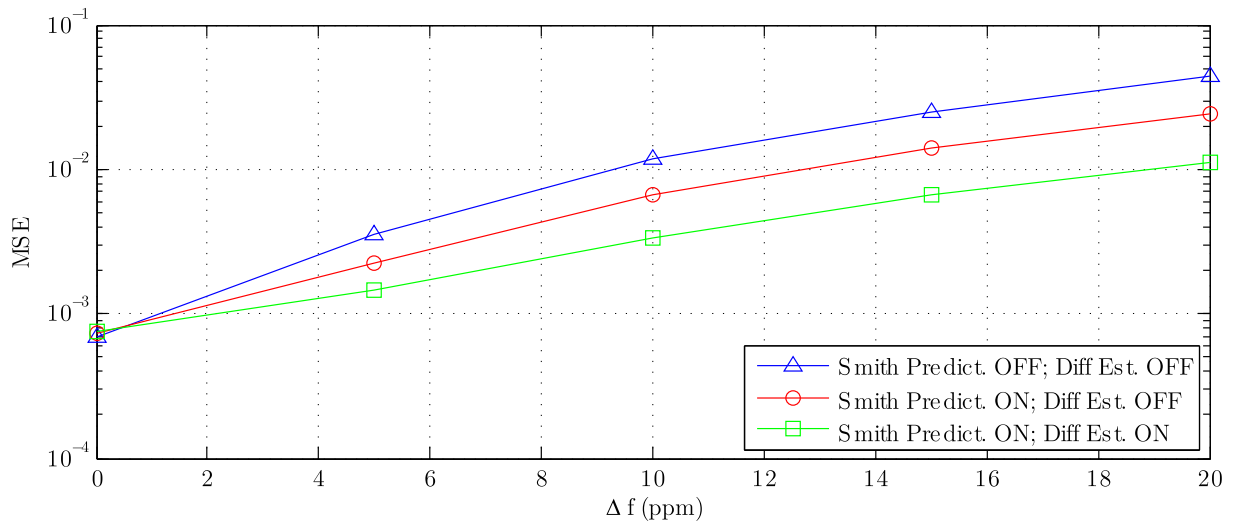
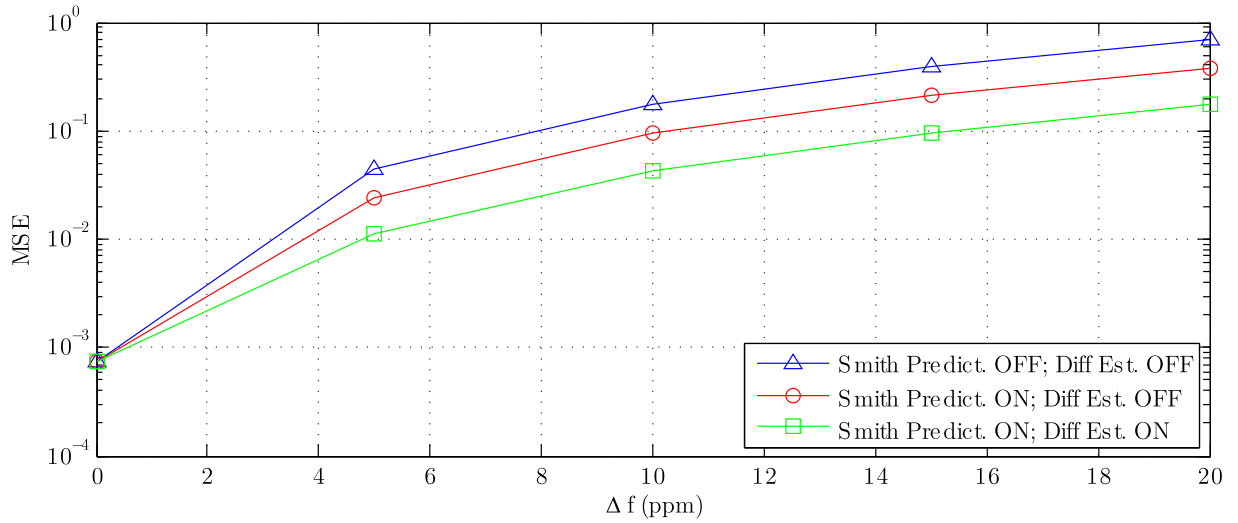


Figura 67: Transitório do erro de tempo com preditor de *Smith*.



(a) Modo 1



(b) Modo 3

Figura 68: MSE x desvio de frequência do *clock*, com diferentes combinações de sub-sistemas.

## 7.3 Receptor ISDB-T Sob Efeito de Multipercurso e Doppler

A validação do receptor ISDB-T sob efeito de multipercurso e *doppler* foi executada recebendo um sinal ISDB-T através de um simulador de canais contido no próprio gerador de sinais (*Rohde&Schwarz SFU*). A Tabela 9 mostra os canais utilizados na validação do receptor proposto. Esses canais são utilizados como *benchmark* pelo CRC - *Communications Research Centre Canada* [23].

O teste do receptor ISDB-T proposto sob as condições dos canais descritos acima (multipercurso e efeito *doppler*), com ruído aditivo e desvio de frequência de *clock* valida todos os sistemas de sincronismo descritos neste trabalho. Estes testes consistem em situações reais de operação (algumas bastante severas) de qualquer sistema de comunicação.

A seção A.2 do Apêndice A mostra as curvas de desempenho (MER, BER do decodificador de *Viterbi* e BER do decodificador *Reed Solomon*) com o receptor ISDB-T funcionando sob condições de ruído aditivo, multipercurso, efeito *doppler* e desvio de frequência do *clock*. Nestes testes, utilizou-se o modo de transmissão 3 uma vez que este consiste no pior caso em relação ao efeito *doppler* e à malha de controle de tempo. Isto ocorre porque o símbolo OFDM no modo 3 é maior (em relação aos modos 1 e 2) e, desta forma, acaba tornando mais lentos os processos de atuação da malha de controle de tempo e de estimação de canal.

Observe que conforme as condições do canal pioram, as curvas deslocam-se para a direita, indicando que a  $SNR_C$  aumenta.

É importante observar que o desempenho do sistema de sincronismo deve ser avaliado tendo como referência a curva de desvio de *0ppm* na frequência do *clock*, curva que representa a condição de sincronismo ideal e perfeito entre receptor e transmissor - nesta condição a malha de controle do sistema de sincronismo é desativada e o *clock* do receptor é conectado diretamente ao *clock* do transmissor através de um cabo. Desta forma, o desempenho do sistema de sincronismo é efetivamente mensurado a partir do quanto as curvas de desempenho do receptor ISDB-T diferem desta curva de referência de *0ppm*.

Assim, pode-se observar na Tabela 10 a  $SNR_C$  em função dos canais AWGN e Brasil A, B, C, D e E. O critério que define o funcionamento do receptor é baseado na BER do decodificador *Reed Solomon*: a capacidade de correção de erros do decodificador *Reed Solomon* é de 8 *bytes* em cada pacote (TSP) de 204 *bytes*, que equivale à uma BER de  $\frac{8}{204} = 0,039216$ . Desta forma, caso a BER do decodificador *Reed Solomon* seja menor ou

Canal	Parâmetro	<i>Path 1</i>	<i>Path 2</i>	<i>Path 3</i>	<i>Path 4</i>	<i>Path 5</i>	<i>Path 6</i>
AWGN	Atraso ( $\mu s$ )	0					
	Atenuação ( $dB$ )	0	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
	Fase ( $^{\circ}$ )	0					
Brasil A	Atraso ( $\mu s$ )	0	0,15	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação ( $dB$ )	0	13,8	16,2	14,9	13,6	16,0
	Fase ( $^{\circ}$ )	0	0	0	0	0	0
Brasil B	Atraso ( $\mu s$ )	0	0,30	3,50	4,40	9,50	12,70
	Atenuação ( $dB$ )	0	12,0	4,0	7,0	15,0	22,0
	Fase ( $^{\circ}$ )	0	0	0	0	0	0
Brasil C	Atraso ( $\mu s$ )	0	0,089	0,419	1,506	2,322	2,799
	Atenuação ( $dB$ )	2,8	0	3,8	0,1	2,5	1,3
	Fase ( $^{\circ}$ )	0	0	0	0	0	0
Brasil D	Atraso ( $\mu s$ )	0,15	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação ( $dB$ )	0,1	3,8	2,6	1,3	0	2,8
	Fase ( $^{\circ}$ )	0	0	0	0	0	0
Brasil E	Atraso ( $\mu s$ )	0	1,0	2,0			
	Atenuação ( $dB$ )	0	0	0	OFF	OFF	OFF
	Fase ( $^{\circ}$ )	0	0	0			
Brasil C Especial	Atraso ( $\mu s$ )	0	0,089	0,419	1,506	2,322	2,799
	Atenuação ( $dB$ )	2,8	0	20	0	2,5	1,3
	Fase ou <i>Doppler</i>	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$	5 - 100Hz	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$
Brasil C Modificado	Atraso ( $\mu s$ )	0	0,089	0,419	1,506	2,322	2,799
	Atenuação ( $dB$ )	2,8	0	3,8	0,1	2,5	1,3
	Fase ou <i>Doppler</i>	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$	5 - 65Hz	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$
Brasil D Modificado	Atraso ( $\mu s$ )	0,15	0,63	2,22	3,05	5,86	5,93
	Atenuação ( $dB$ )	0,1	3,8	2,6	1,3	0	2,8
	Fase ou <i>Doppler</i>	5 - 75Hz	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$	$0^{\circ}$

Tabela 9: Canais utilizados na validação do protótipo do receptor proposto.

igual 0,039216, o *stream* de dados na saída do receptor é igual ao *stream* transmitido. Na prática, o *hardware* do decodificador *Reed Solomon* possui um sinal que indica se a máxima capacidade de correção foi extrapolada, facilitando a determinação da  $SNR_C$ .

Canal Brasil	-	A	B	C	D	E	
Modo 3	0ppm	6,3	7,1	10,1	11,2	12,1	16,4
	5ppm	6,6	7,8	11,5	12,4	13,7	17,6
	10ppm	6,7	8	11,6	12,6	13,9	18,3
	20ppm	7,5	9	12,8	14,1	16,3	20,7

Tabela 10:  $SNR_C$  (em  $dB$ ) do receptor ISDB-T operando sob efeito dos canais Brasil estáticos.

Já as Tabelas 11, 12 e 13 mostram valores da  $SNR_C$  do receptor ISDB-T sob efeito dos canais Brasil C Especial, Brasil C Modificado e Brasil D Modificado, respectivamente. Estes canais, além de possuírem multipercurso, são afetados pelo efeito *doppler*, conforme a Tabela 9.

<i>Doppler</i> ( $Hz$ )	5	10	50	100	
Modo 3	0ppm	11,2	11,6	11,6	11,7
	5ppm	11,6	11,7	11,6	11,6
	10ppm	11,8	11,8	11,8	11,8
	20ppm	13,4	13,4	13,4	13,4

Tabela 11:  $SNR_C$  (em  $dB$ ) do receptor ISDB-T operando sob efeito do canal Brasil C Especial.

<i>Doppler</i> ( $Hz$ )	5	10	50	65	
Modo 3	0ppm	13,5	13,5	15,3	17
	5ppm	13,5	13,7	15,3	19,2
	10ppm	14,1	14,1	19,4	-
	20ppm	17,3	17,3	-	-

Tabela 12:  $SNR_C$  (em  $dB$ ) do receptor ISDB-T operando sob efeito do canal Brasil C Modificado.

Com base na Tabelas 10 a 13, é possível determinar a variação da  $SNR_C$  em função do desvio de *clock* do RX para os canais AWGN e Brasil estático, Brasil C Especial, Brasil C Modificado e Brasil D Modificado, conforme mostram as Figuras 69, 70, 71

<i>Doppler(Hz)</i>		5	10	50	75
Modo 3	0ppm	12,3	12,3	13,5	18,1
	5ppm	12,8	12,8	15,3	-
	10ppm	13,2	13,2	19	-
	20ppm	15,1	15,1	-	-

Tabela 13:  $SNR_C$  (em  $dB$ ) do receptor ISDB-T operando sob efeito do canal Brasil D Modificado.

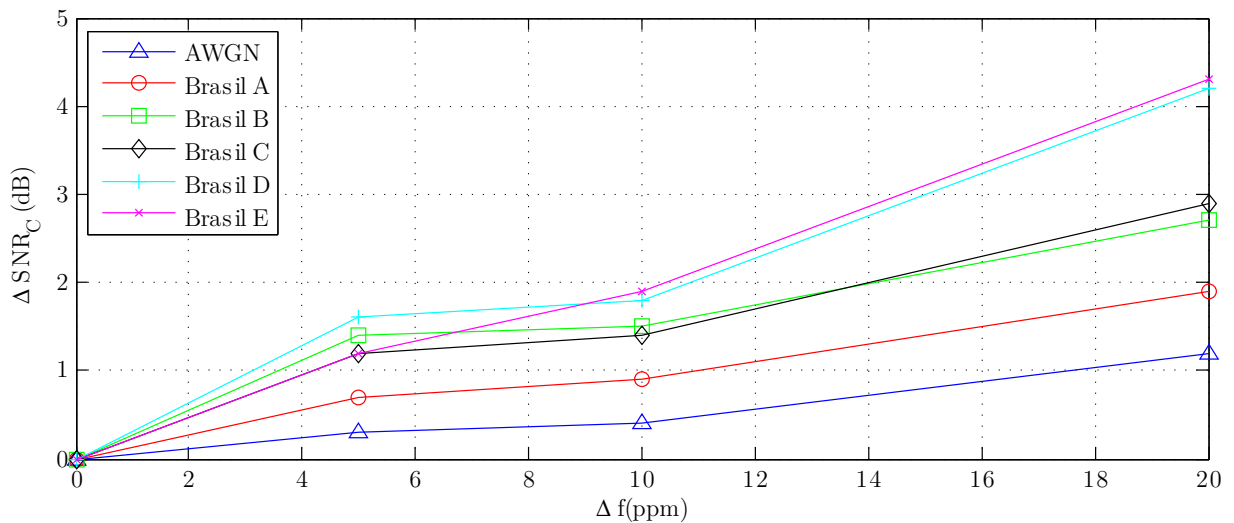


Figura 69:  $\Delta SNR_C$  em função do desvio de *clock* com o receptor operando sob os canais AWGN, Brasil A, B, C, D e E.

e 72, respectivamente. Note, nestas figuras que  $\Delta SNR_C$  é a variação da  $SNR_C$  em consequência do desvio de frequência do *clock* e em relação à curva de  $0ppm$  de cada situação. Assim, utilizando a  $\Delta SNR_C$  como métrica, é possível medir o desempenho apenas dos sistemas de sincronismo dentro do escopo deste trabalho, desacoplando os efeitos dos demais sub-sistemas do protótipo de receptor ISDB-T utilizado nos testes aqui apresentados.

Assim, é possível observar que:

- Os canais AWGN e Brasil A, B e C apresentam um  $\Delta SNR_C$  menor que  $2dB$  para um desvio de *clock* de  $10ppm$  e menor que  $3dB$  para um desvio de  $20ppm$ .
- Os canais Brasil D e E apresentam um  $\Delta SNR_C$  menor que  $2dB$  para um desvio de *clock* de  $10ppm$  e menor que  $4,5dB$  para um desvio de  $20ppm$ .
- O canal Brasil C Especial com *doppler* de  $5Hz$  apresent um  $\Delta SNR_C$  menor que

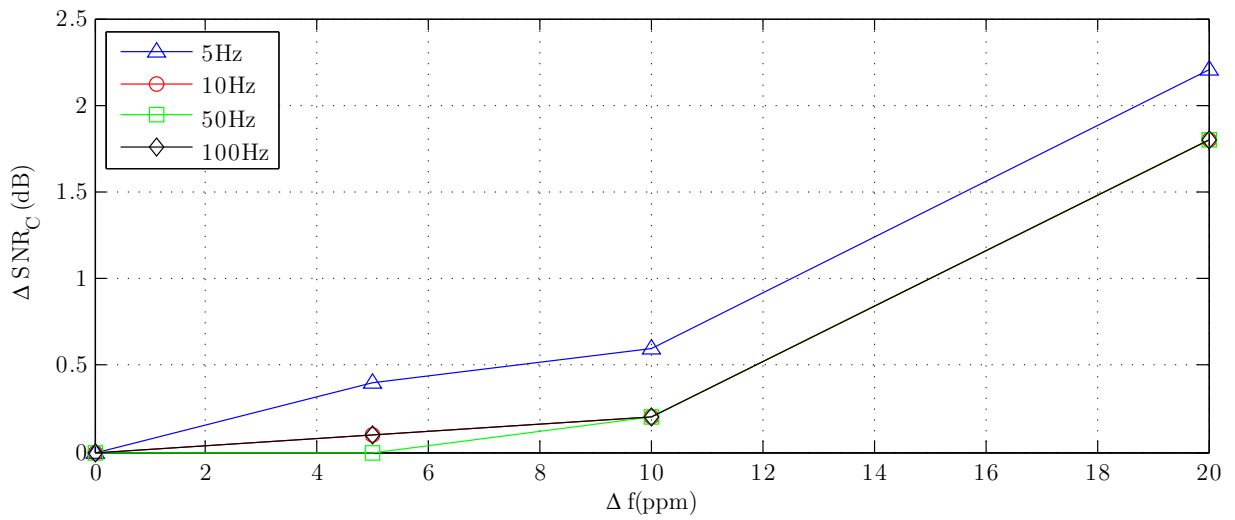


Figura 70:  $\Delta SNR_C$  em função do desvio de *clock* com o receptor operando sob o canal Brasil C Especial.

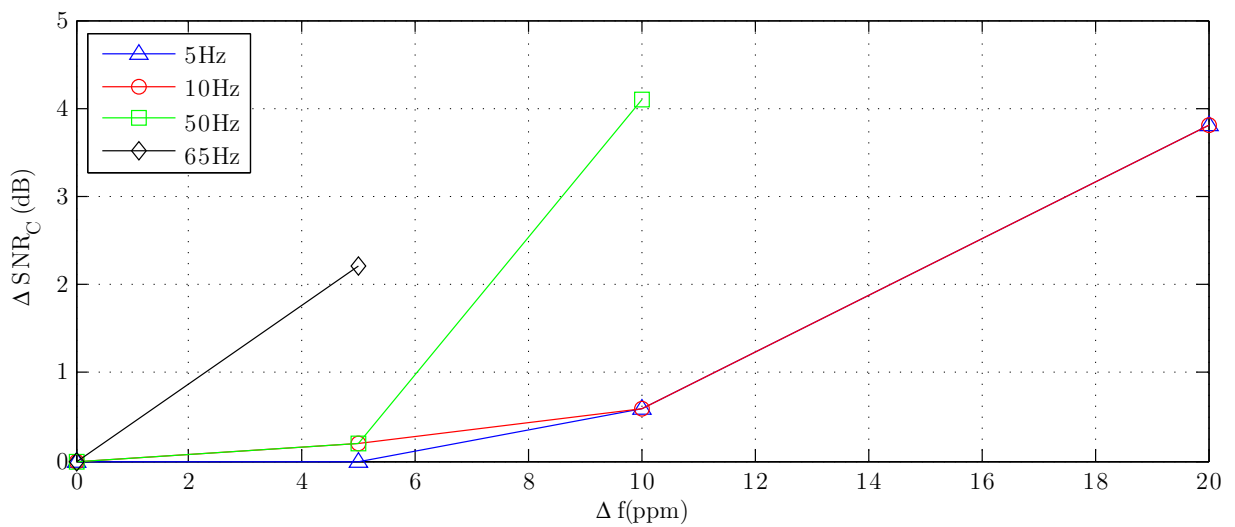


Figura 71:  $\Delta SNR_C$  em função do desvio de *clock* com o receptor operando sob o canal Brasil C Modificado.

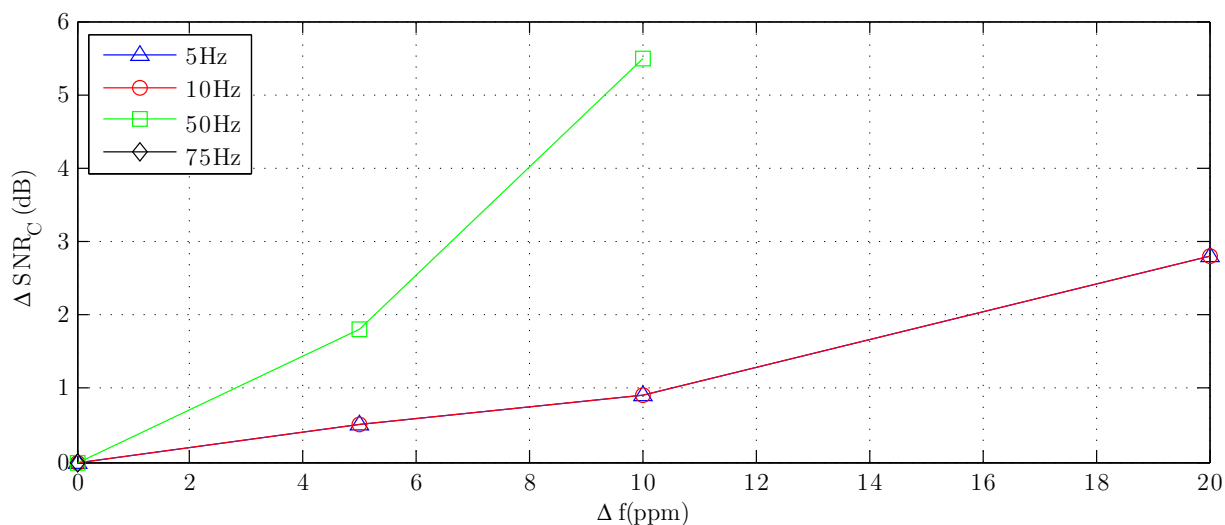


Figura 72:  $\Delta SNR_C$  em função do desvio de *clock* com o receptor operando sob o canal Brasil D Modificado.

0,75dB para um desvio de *clock* de 10ppm e menor que 2,5dB para um desvio de 20ppm.

- Os canais Brasil C Especial com *doppler* de 10Hz, 50Hz e 100Hz apresentam um  $\Delta SNR_C$  menor que 0,25dB para um desvio de *clock* de 10ppm e menor que 2dB para um desvio de 20ppm.
- Os canais Brasil C Modificado com *doppler* de 5Hz e 10Hz apresentam um  $\Delta SNR_C$  menor que 1dB para um desvio de *clock* de 10ppm e menor que 4dB para um desvio de 20ppm.
- O canal Brasil C Modificado com *doppler* de 50Hz apresent um  $\Delta SNR_C$  menor que 4,5dB para um desvio de *clock* de 10ppm.
- Os canais Brasil D Modificado com *doppler* de 5Hz e 10Hz apresentam um  $\Delta SNR_C$  de 1dB para um desvio de *clock* de 10ppm e menor que 3dB para um desvio de 20ppm.
- O canal Brasil D Modificado com *doppler* de 50Hz apresent um  $\Delta SNR_C$  de 5,5dB para um desvio de *clock* de 10ppm.



## 8 Conclusão

O sincronismo de frequência proposto neste trabalho, apesar de ser simples em comparação aos demais sub-sistemas de sincronismo, é capaz de corrigir os desvios da FI do oscilador local para que esta coincida com a FI do sinal recebido. De acordo com os resultados mostrados no Capítulo 7, observa-se que o sistema de sincronismo de frequência é capaz de corrigir o desvio da FI, seja este causado por efeito *doppler* ou pela diferença de *clock* entre o TX e o RX, para a maioria dos canais testados.

Conforme visto na seção 6.1, o sincronismo *coarse* de tempo determina a estimativa inicial da referência de tempo do receptor. Essa estimativa é suficientemente precisa, respeitando os máximos valores de MSE determinados pelo limite de operação do sincronismo *fine* de tempo (que funciona com base nesse estimativa da referência temporal). Para valores muito baixos de SNR (conforme visto em detalhes na seção 7.2.1) o recuperador de modo e intervalo de guarda é incapaz de determinar as configurações do sinal recebido e, conseqüentemente, o sincronismo *coarse* é incapaz de determinar a referência de tempo inicial. Portanto, o recuperador de modo e intervalo de guarda consiste no condicionante para operação do sistema de sincronismo *coarse*, uma vez que o sincronismo em si apresenta um desempenho cujos valores de MSE estão muito abaixo do limites máximos estabelecidos pela Tabela 7.

A malha de controle do sincronismo *fine* de tempo refina a referência temporal calculada pelo sincronismo *coarse*. O preditor de *Smith* permite que a malha de controle atue com um período menor que o atraso de transporte, aumentando a velocidade de atuação da malha, diminuindo o tempo de sincronismo e amenizando o erro de regime permanente. Já o estimador diferencial prevê a taxa de escorregamento dos dados em relação ao *clock* local com base no histórico do erro, permitindo que o sistema de controle ajuste a referência antes de tempo que esta desloque, diminuindo o erro em regime permanente.

Em relação à diferença de *clock* entre o TX e o RX, o sistema possui uma capacidade teórica de corrigir um desvio de até 24,41ppm (no pior caso), 4,41ppm a mais que o

especificado em [3]. Nos testes práticos foi capaz de corrigir desvios de  $20ppm$  (conforme a especificação de [3]) mesmo sob o efeito de ruído aditivo, multipercurso e *doppler*, para a maioria dos canais testados. Conforme as curvas mostradas na seção 7.3, apesar de o desvio de *clock* causar a diminuição da MER e o aumento da BER do sistema, a mínima SNR para que o receptor funcione em cada condição varia relativamente pouco, indicando a eficácia na correção do escorregamento de dados em relação ao *clock*.

Os testes mostrados no Capítulo 7 mostram que o sincronismo *fine* de tempo consegue evitar a ISI do sinal na entrada do receptor OFDM com uma perda relativamente pequena de desempenho (mínima SNR) mesmo em condições de ruído aditivo, desvio de *clock*, multipercurso e *doppler*.

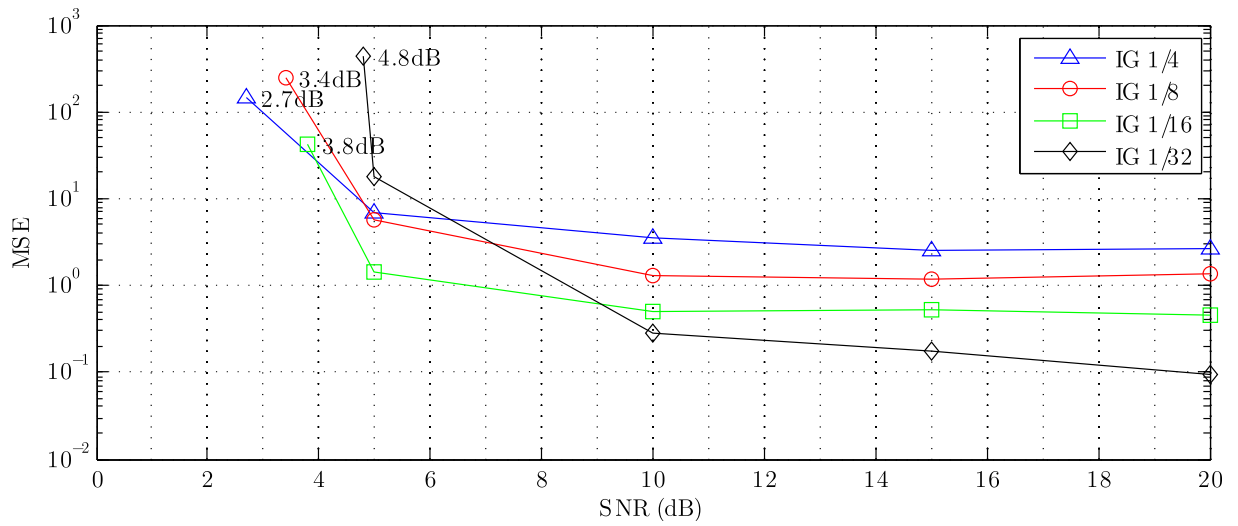
Além de ajustar o sincronismo de tempo e frequência, o sistema proposto ajusta a taxa de saída do *stream* de dados do receptor ISDB-T de maneira que o valor médio dessa taxa ao longo do tempo seja equivalente à taxa de dados na entrada do transmissor, permitindo que este *stream* seja decodificado sem problemas de temporização.

## ***APÊNDICE A – Resultados Obtidos***

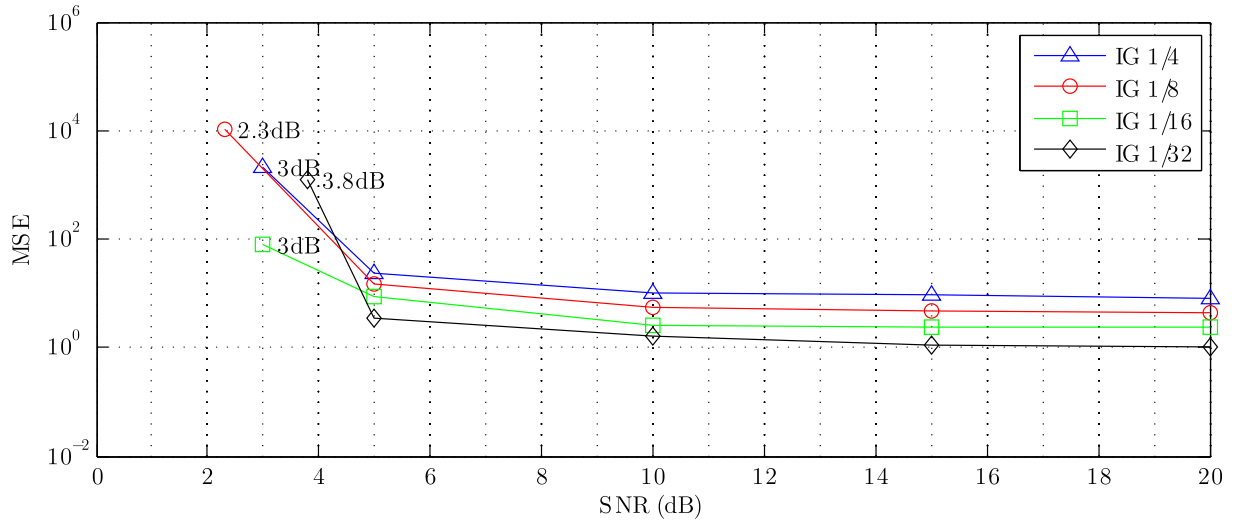
Neste apêndice apresentam-se o resultados obtidos na validação do protótipo de receptor OFDM proposto.

### **A.1 Sincronismo *Coarse* de Tempo**

A Figura 73 mostra o erro médio quadrático (MSE - *Mean Square Error*) da referência temporal inicial estabelecida pelo sincronismo *coarse* de tempo em função da SNR (*Signal to Noise Ratio*). Já as Figuras 74, 75, 76, 77 e 78 mostram, respectivamente, as curvas de MSE em função da SNR para os canais Brasil A, B, C, D e E. O *delay profile* destes canais são especificados na Tabela 9.

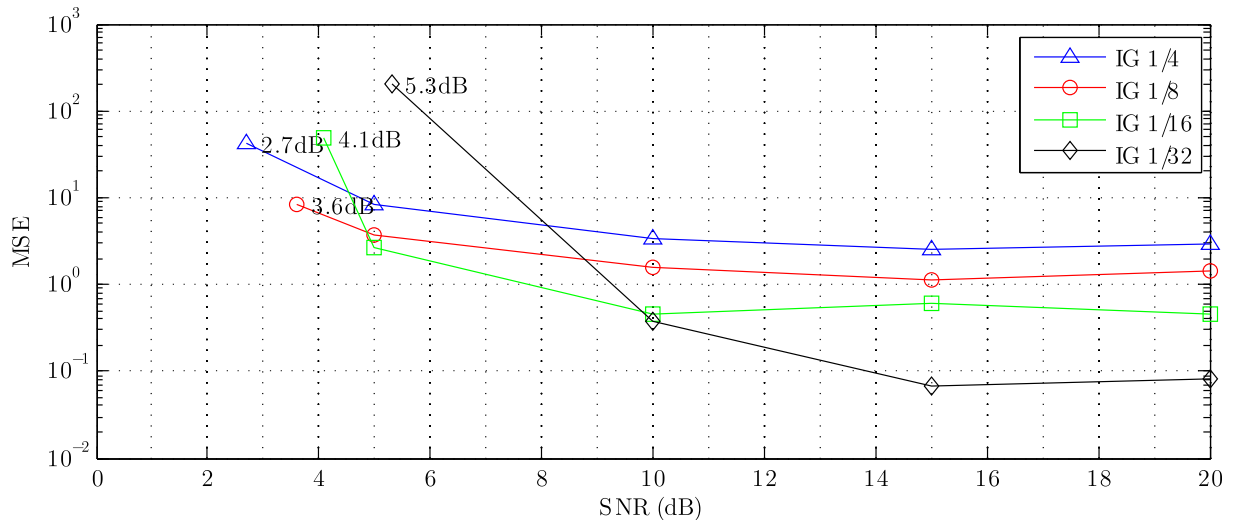


(a) Modulo 1

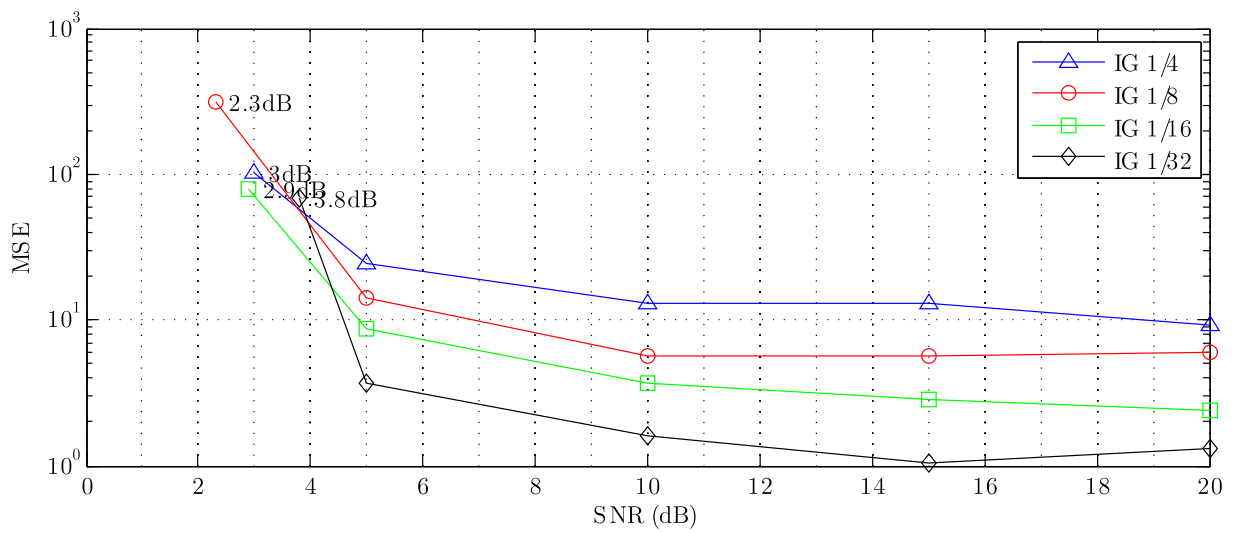


(b) Modulo 3

Figura 73: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo em canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*).

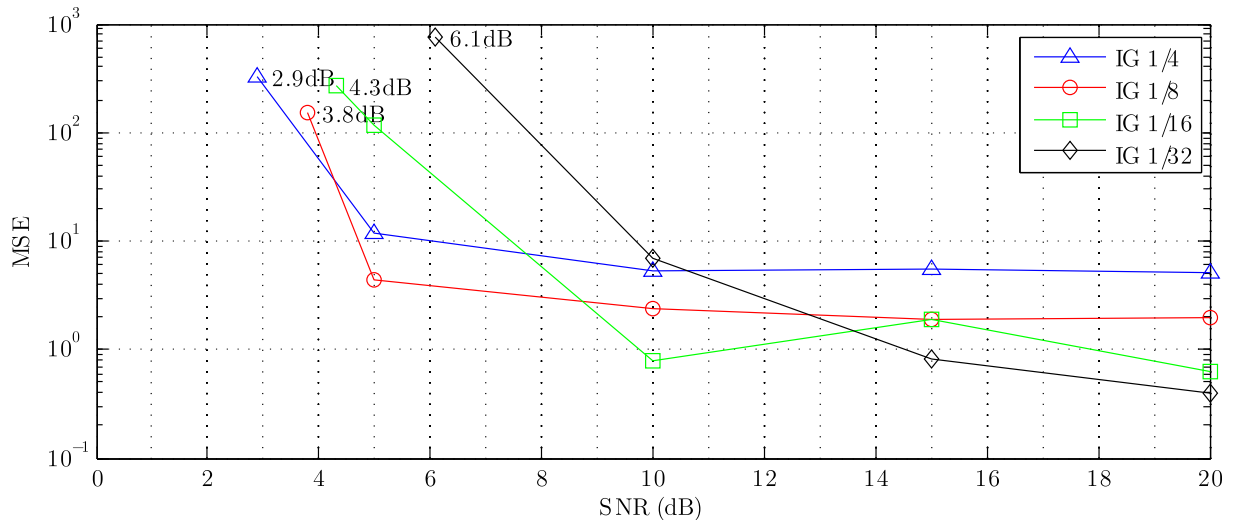


(a) Modo 1

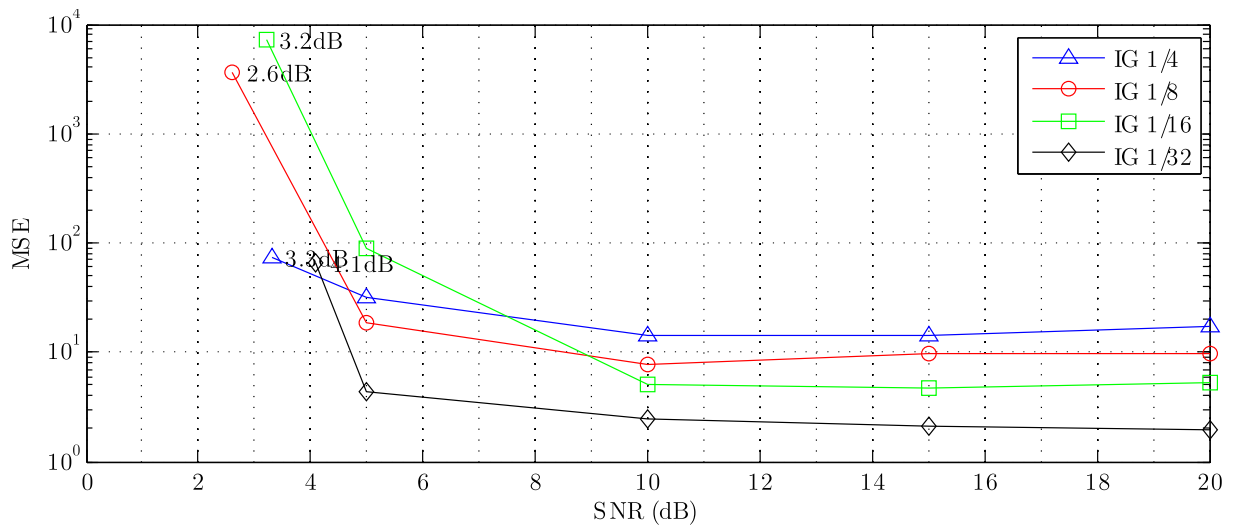


(b) Modo 3

Figura 74: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo no canal Brasil A.

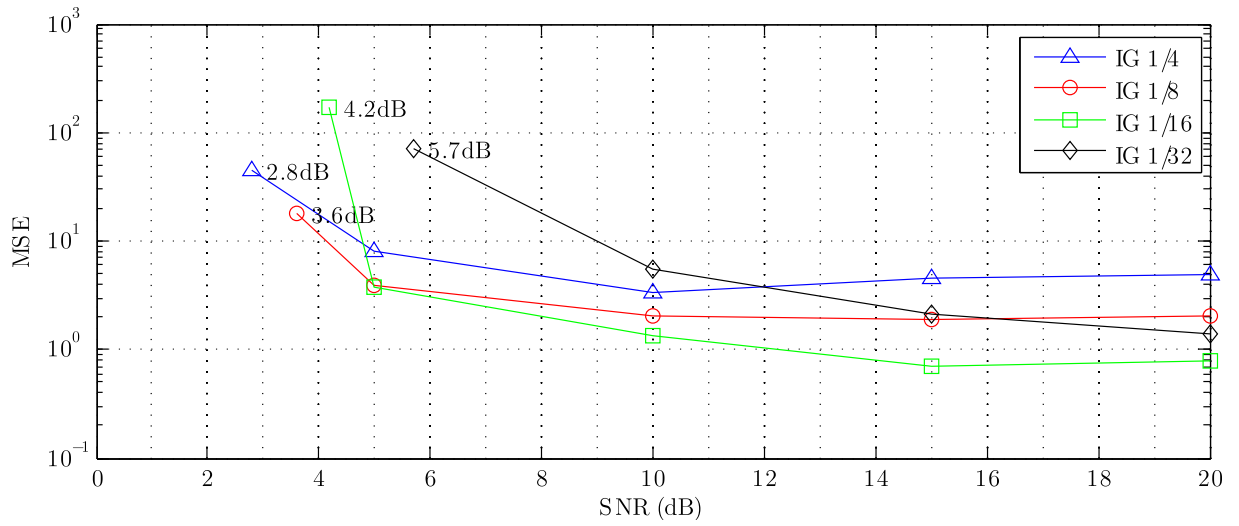


(a) Modulo 1

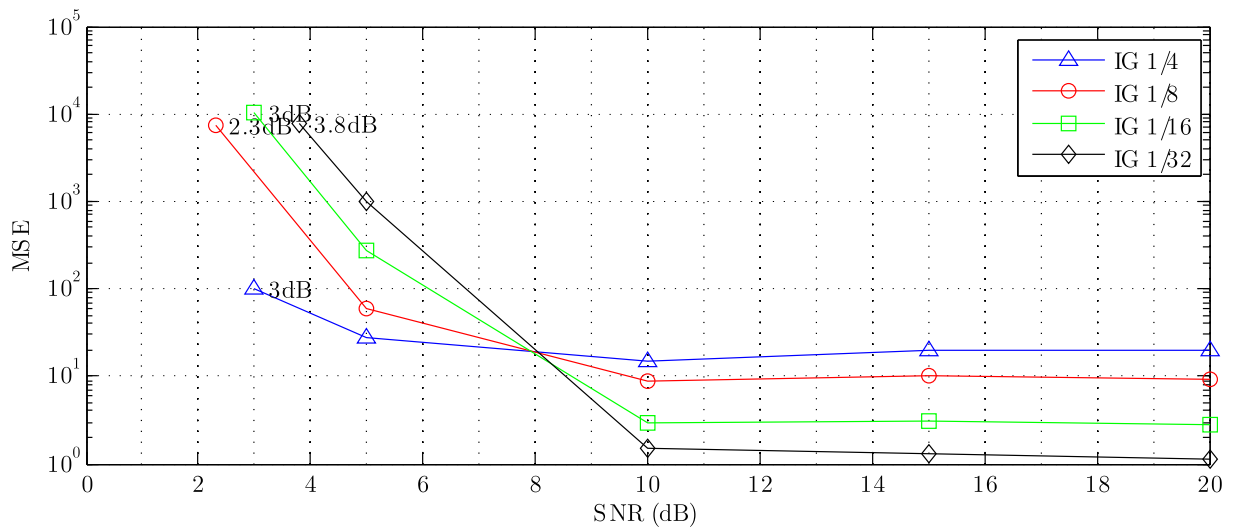


(b) Modulo 3

Figura 75: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo no canal Brasil B.

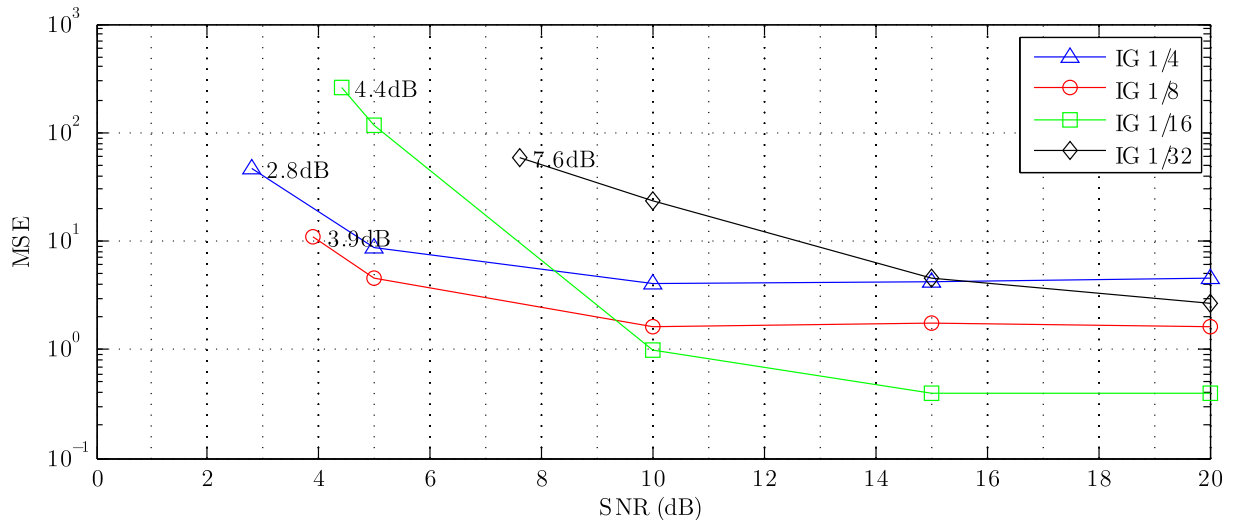


(a) Modo 1

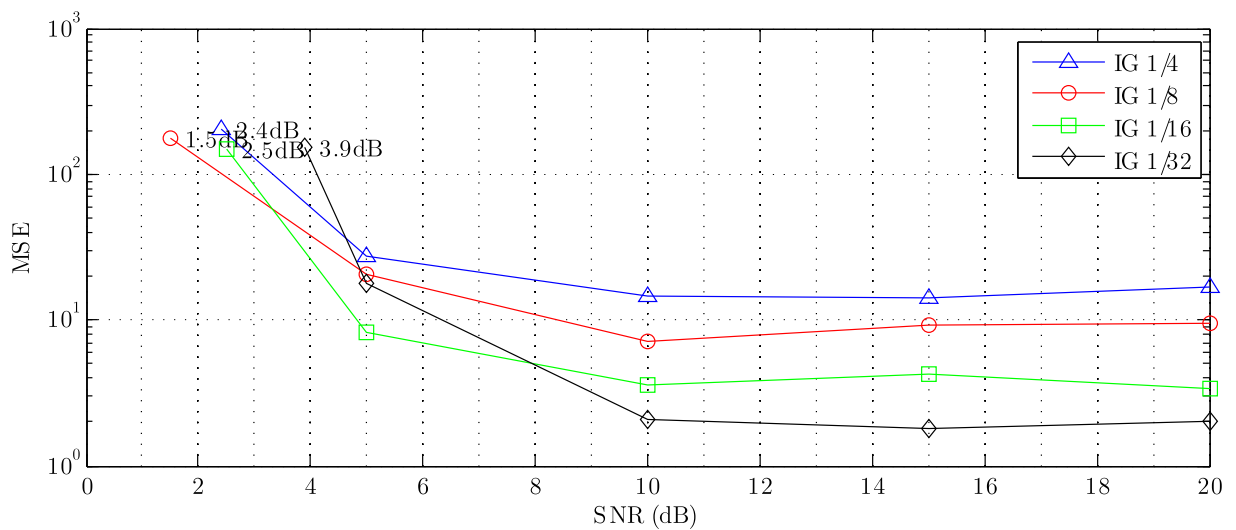


(b) Modo 3

Figura 76: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo no canal Brasil C.



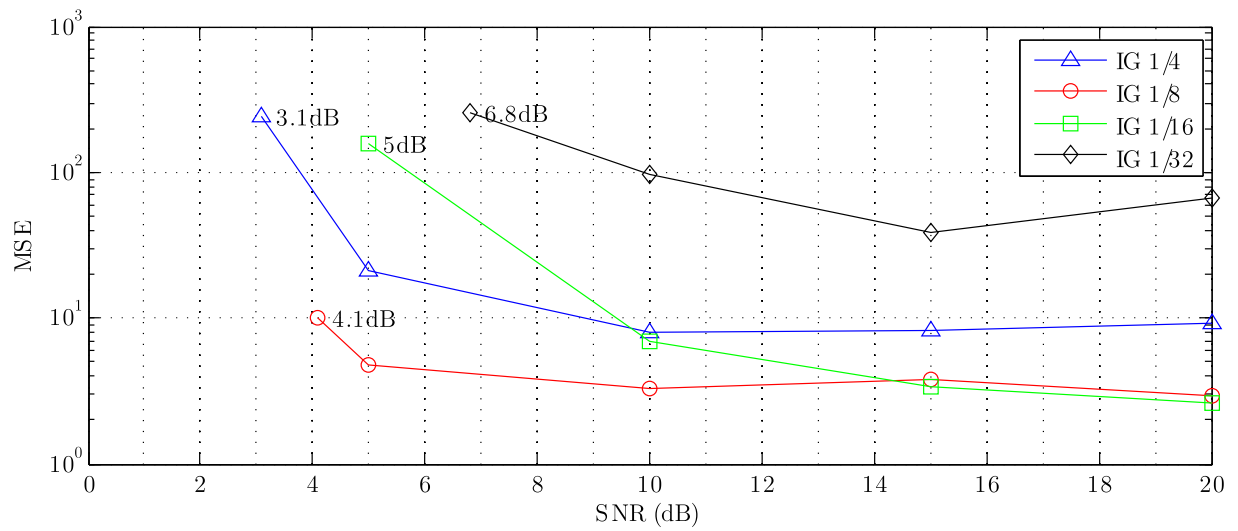
(a) Modo 1



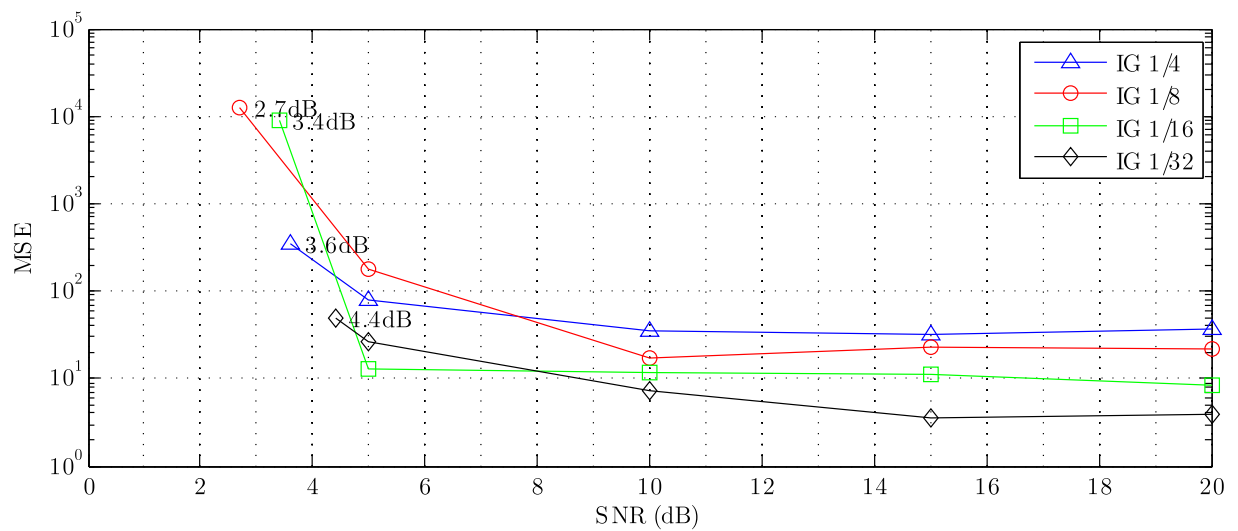
(b) Modo 3

Figura 77: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo no canal Brasil D.





(a) Modo 1

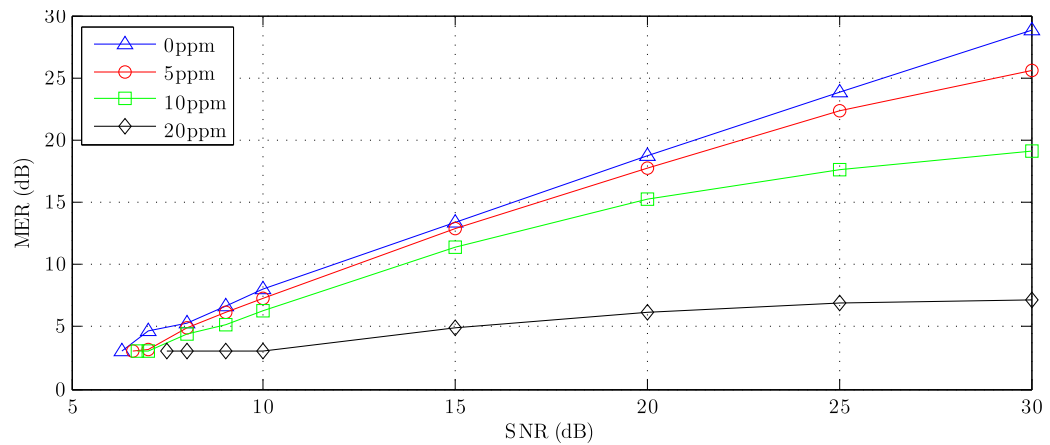


(b) Modo 3

Figura 78: MSE x SNR do sincronismo *coarse* de tempo no canal Brasil E.

## A.2 Receptor ISDB-T Sob Efeito de Multipercurso e *Doppler*

As Figuras 79 a 84 mostram as curvas de desempenho do receptor sob efeito de escorregamento de dados em relação ao *clock* local, ruído aditivo, multipercurso e *doppler* para o modo 3. As curvas referentes ao desvio de *0ppm* indicam o desempenho do receptor com o *clock* sincronizado com o *clock* do transmissor via cabo externo de sincronização e com a malha de controle desativada. Desta forma, as curvas com desvio de *0ppm* representam o desempenho ideal do receptor em relação ao desvio de *clock*.



(a) MER

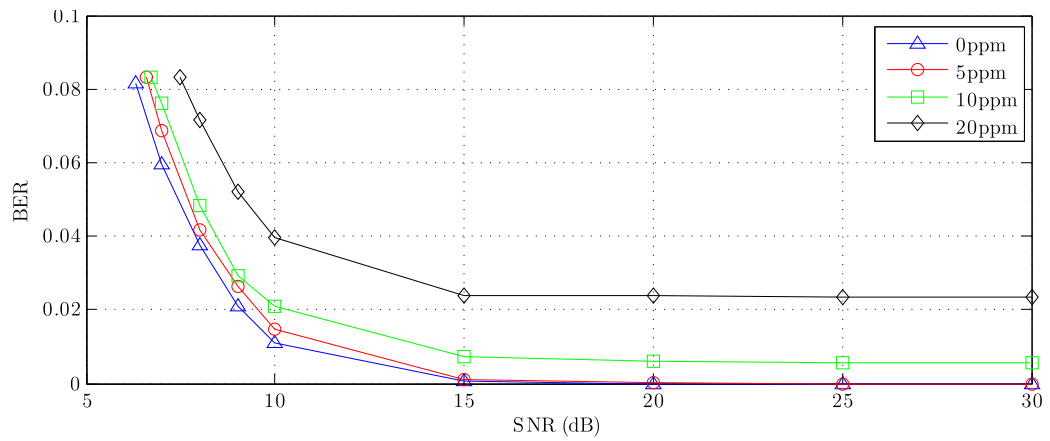
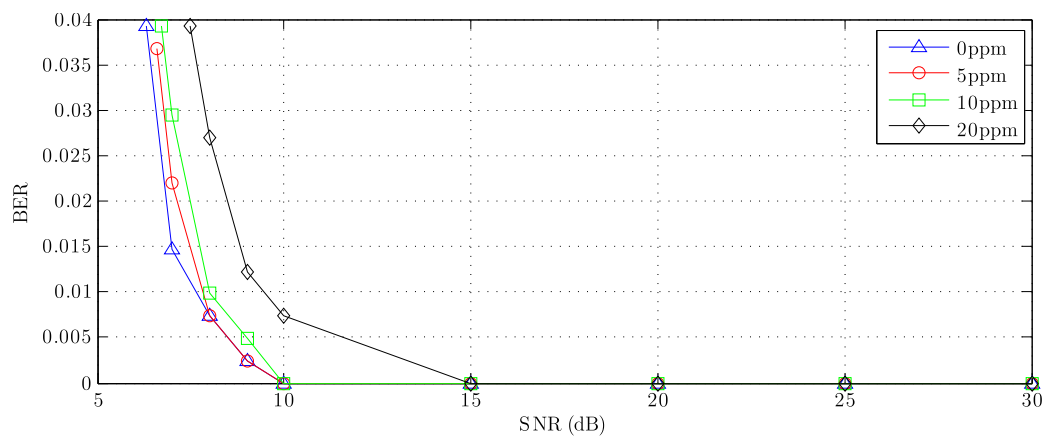
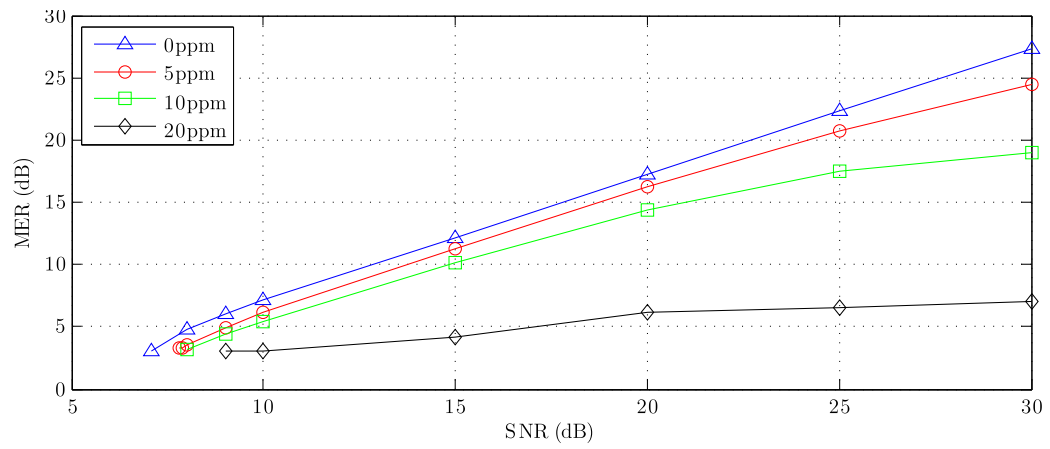
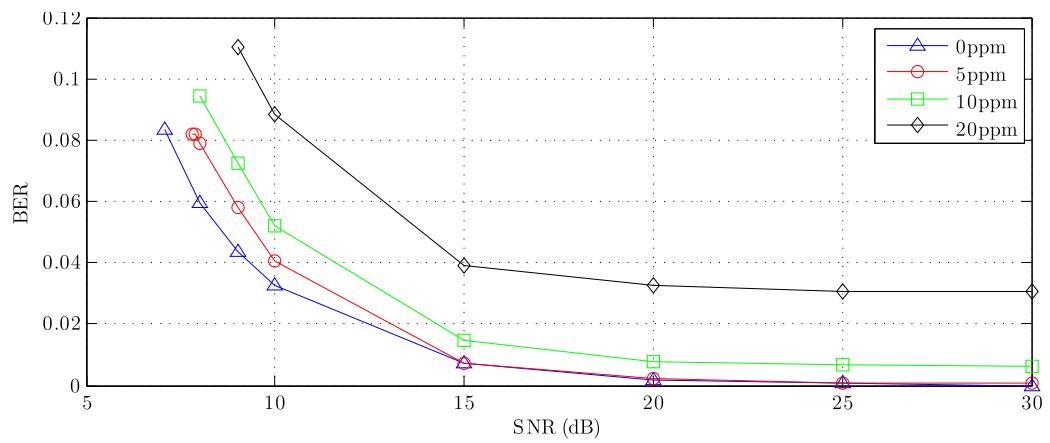
(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

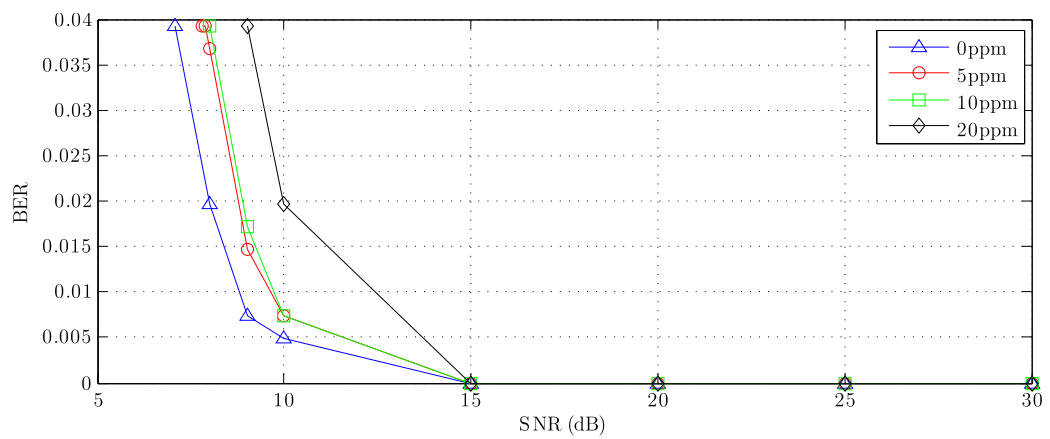
Figura 79: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal AWGN.



(a) MER

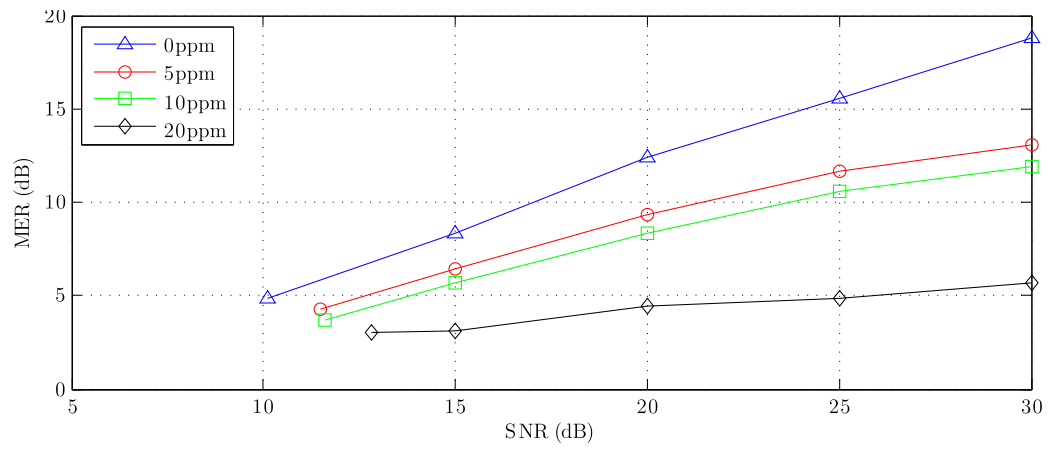


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

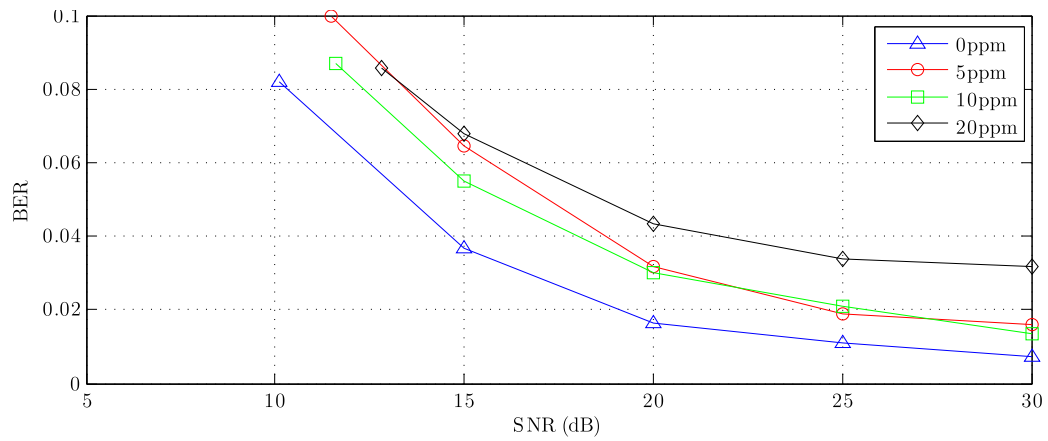


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

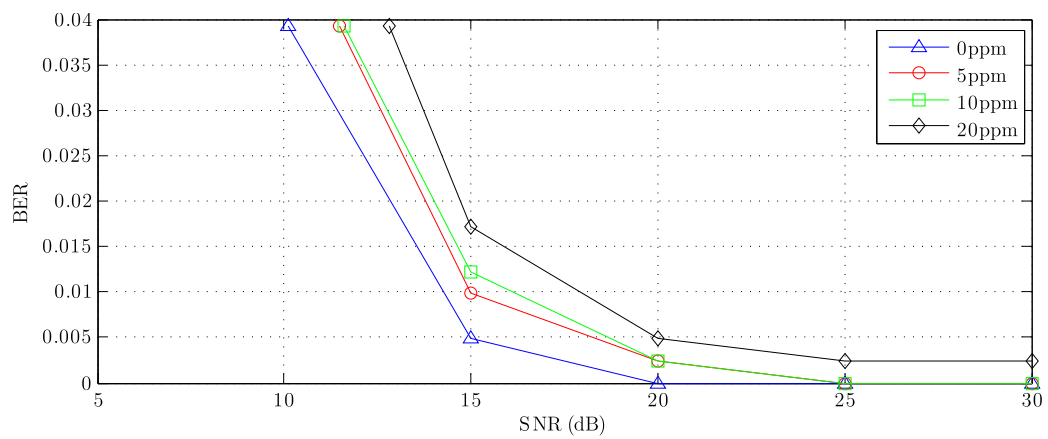
Figura 80: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil A.



(a) MER

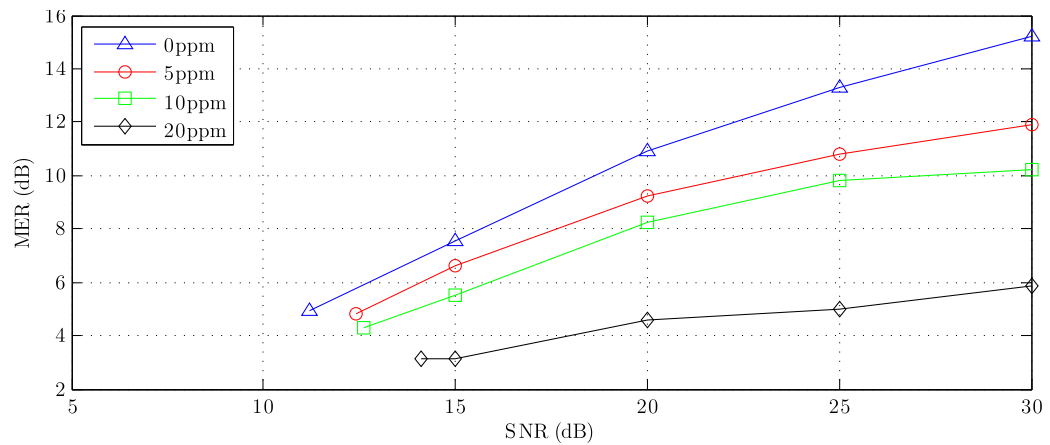


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

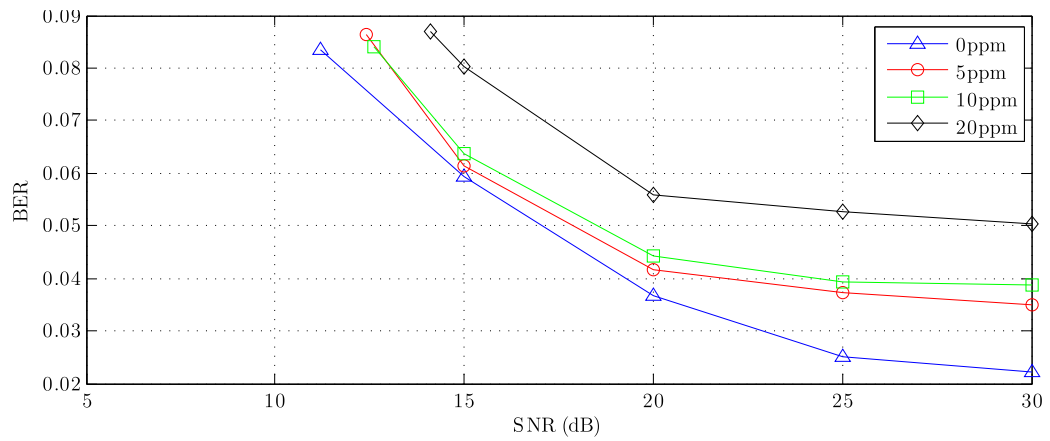


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

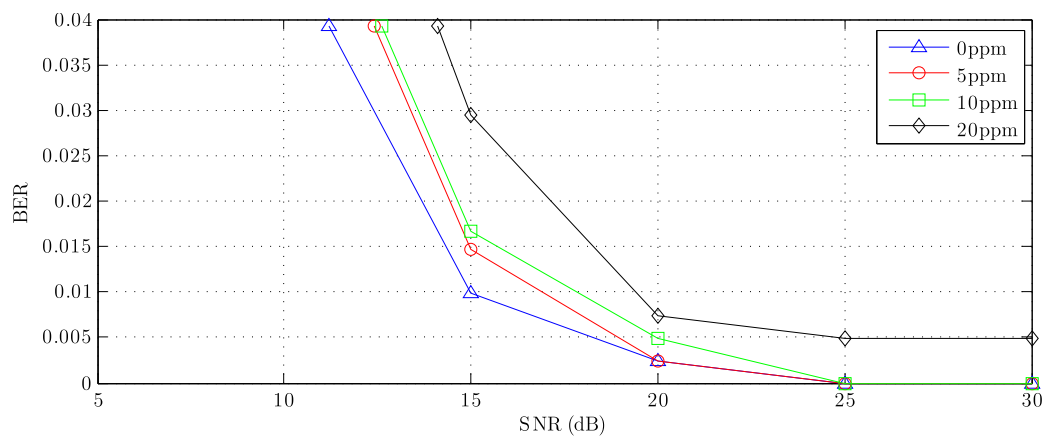
Figura 81: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil B.



(a) MER

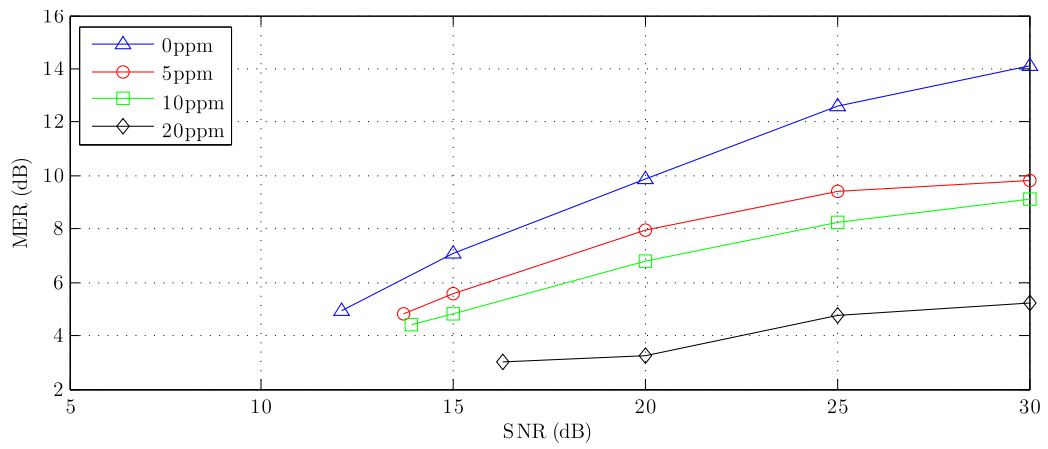


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

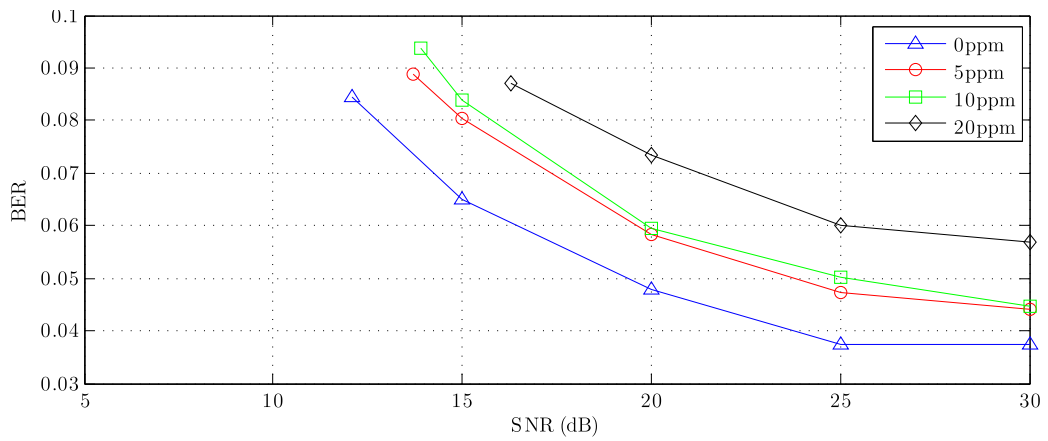


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

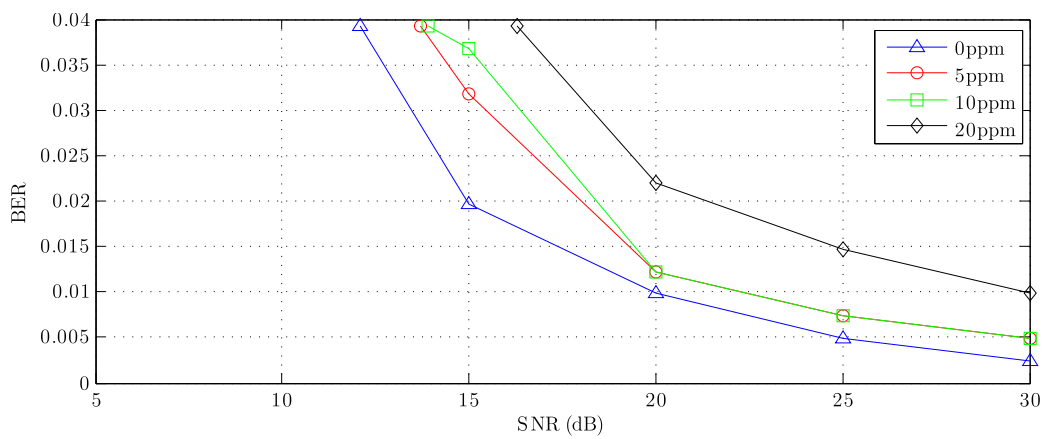
Figura 82: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C.



(a) MER

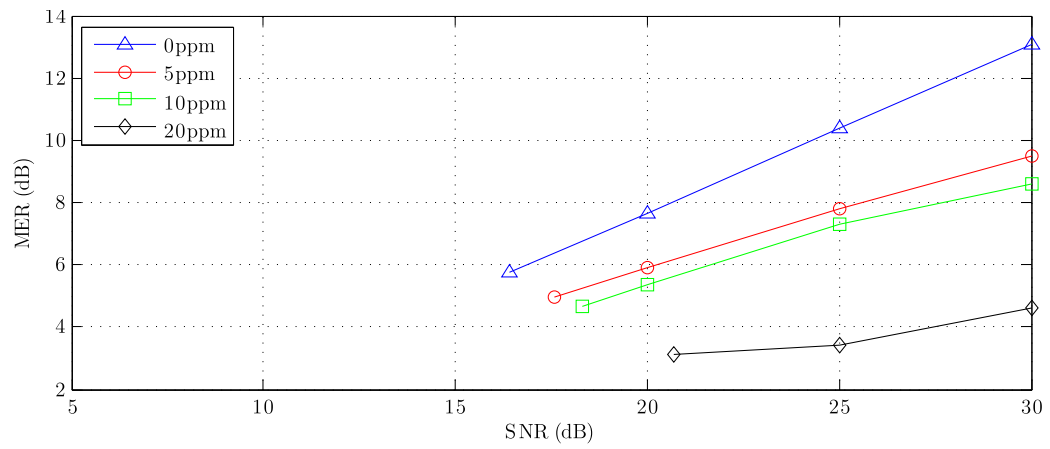


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

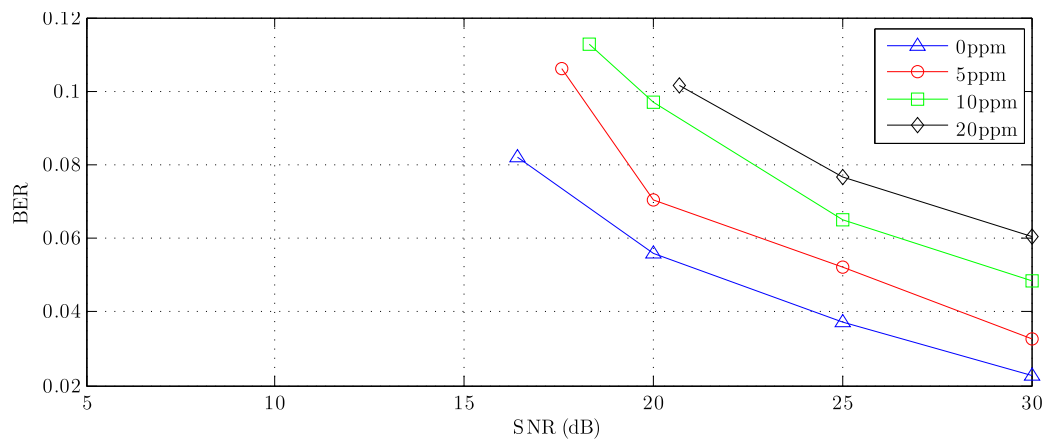


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

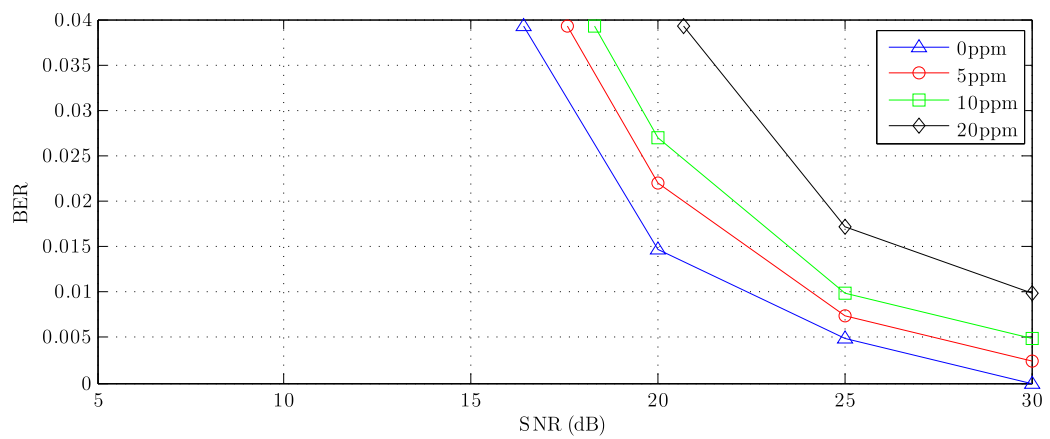
Figura 83: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D.



(a) MER



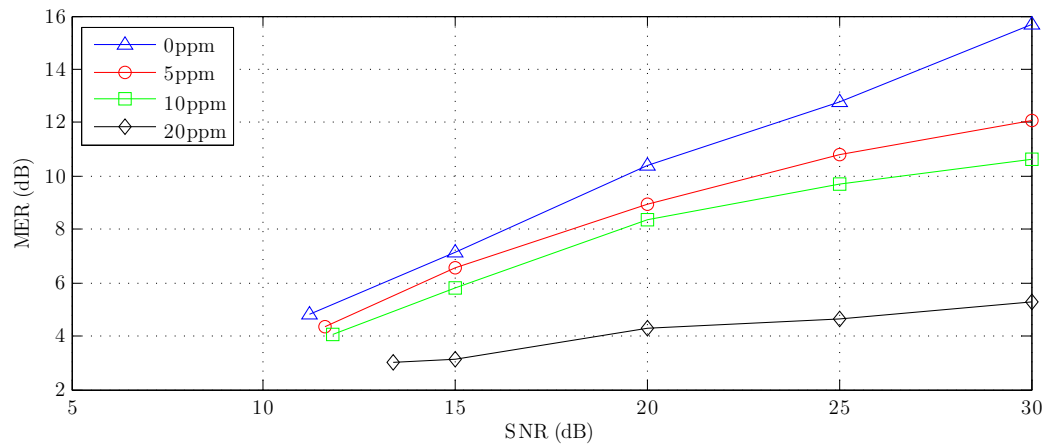
(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*



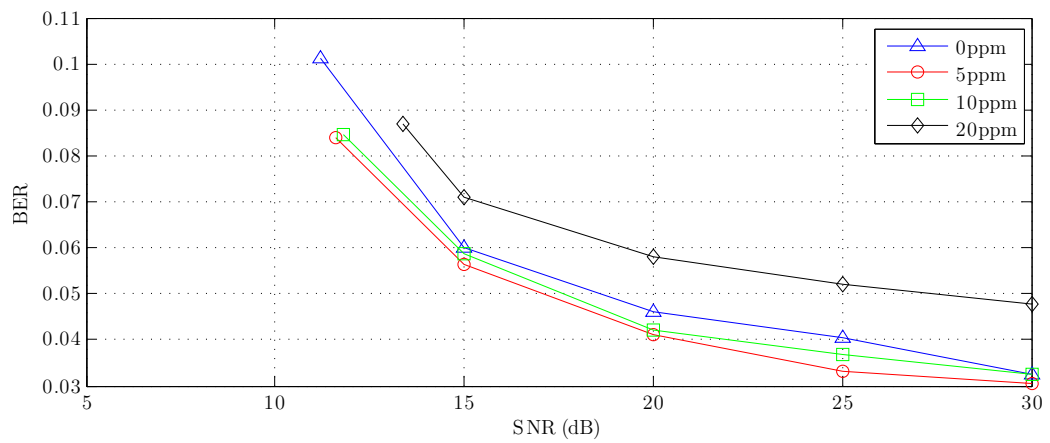
(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

Figura 84: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil E.

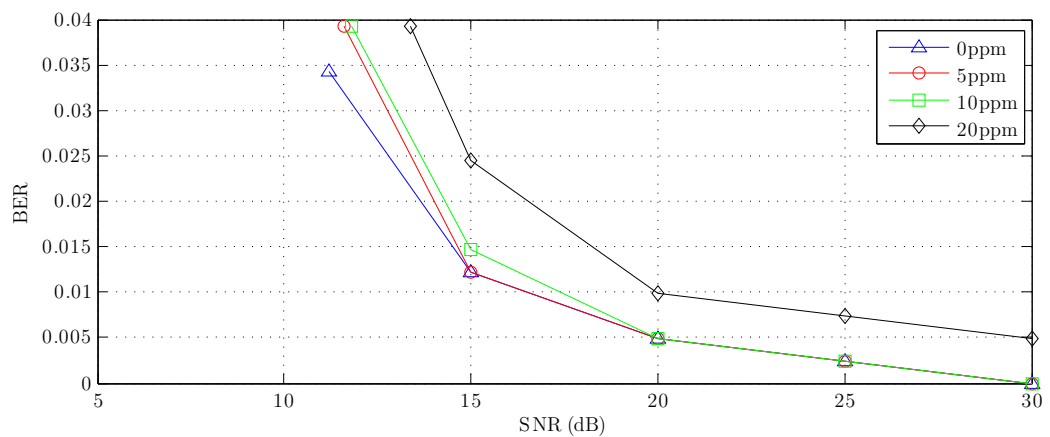




(a) MER

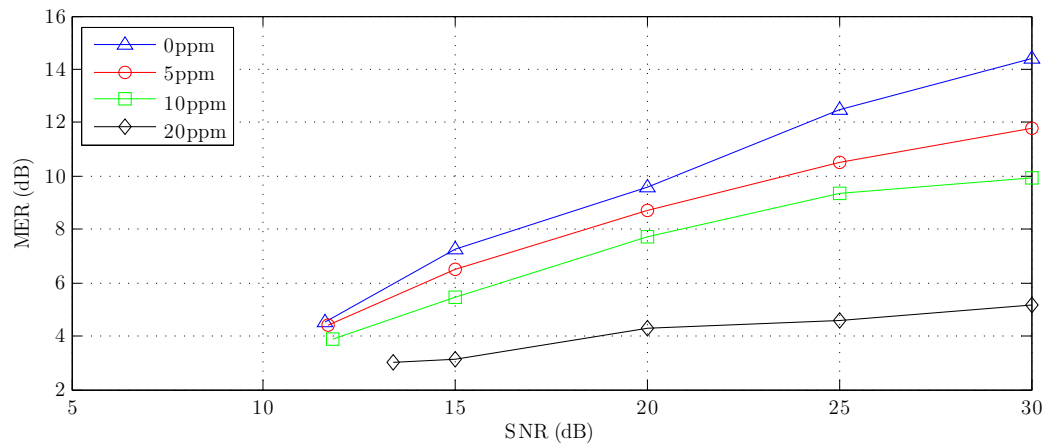


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

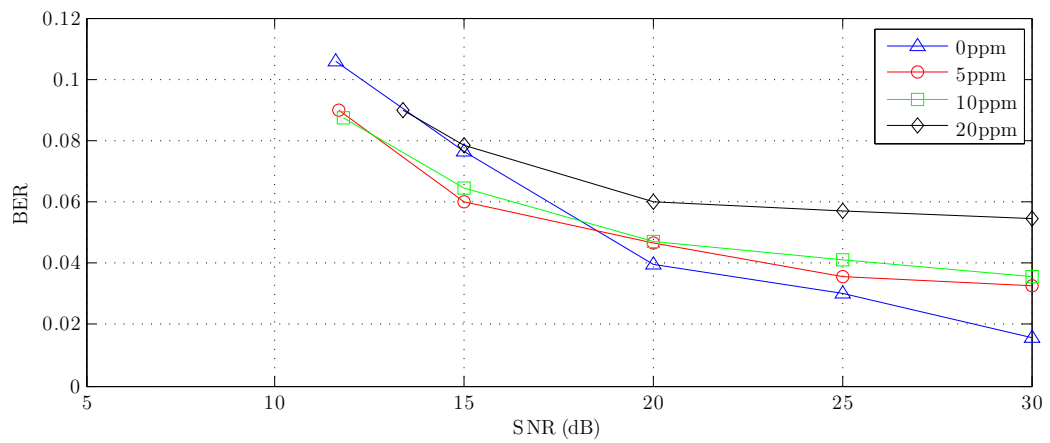


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

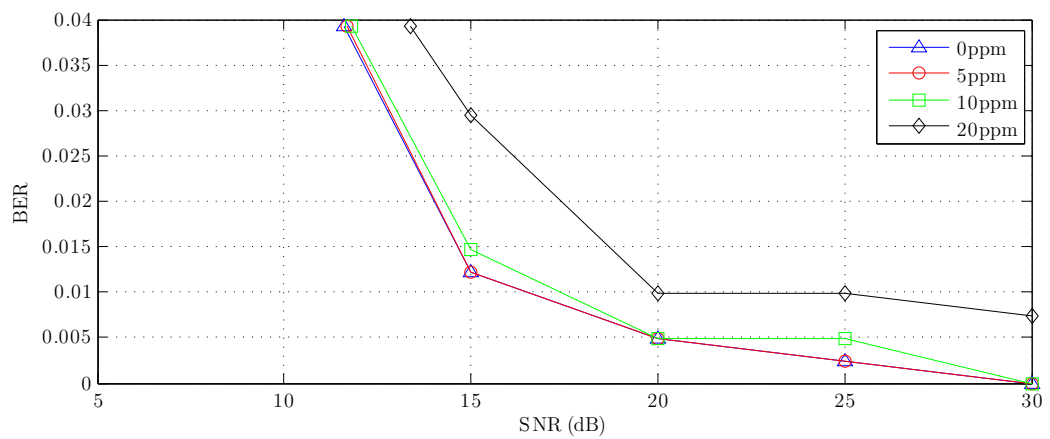
Figura 85: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com *Doppler* de  $5Hz$ .



(a) MER

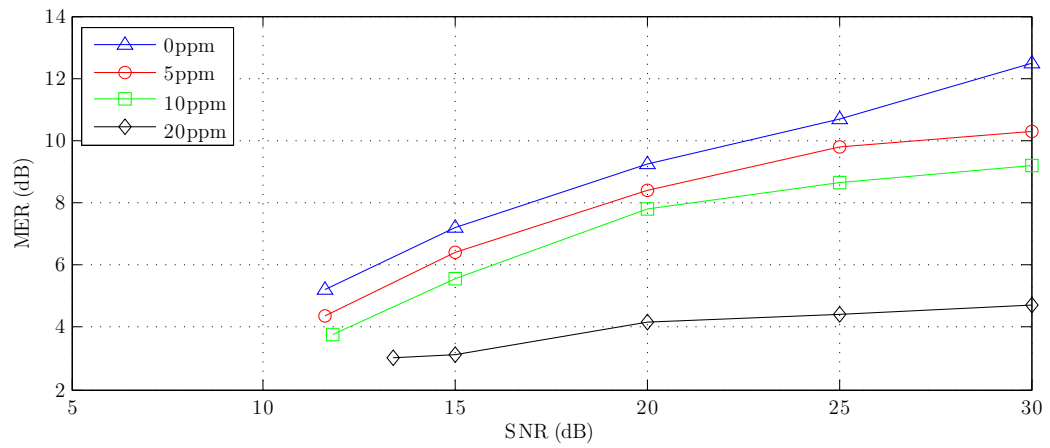


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

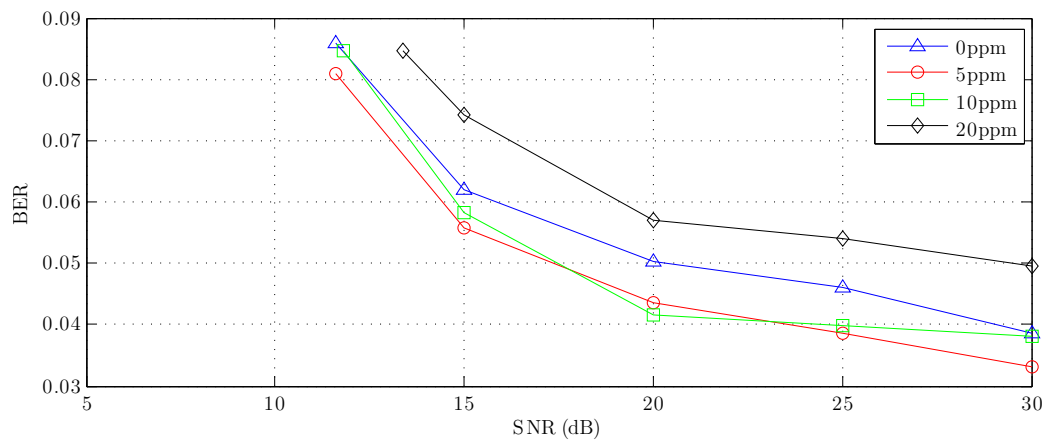


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

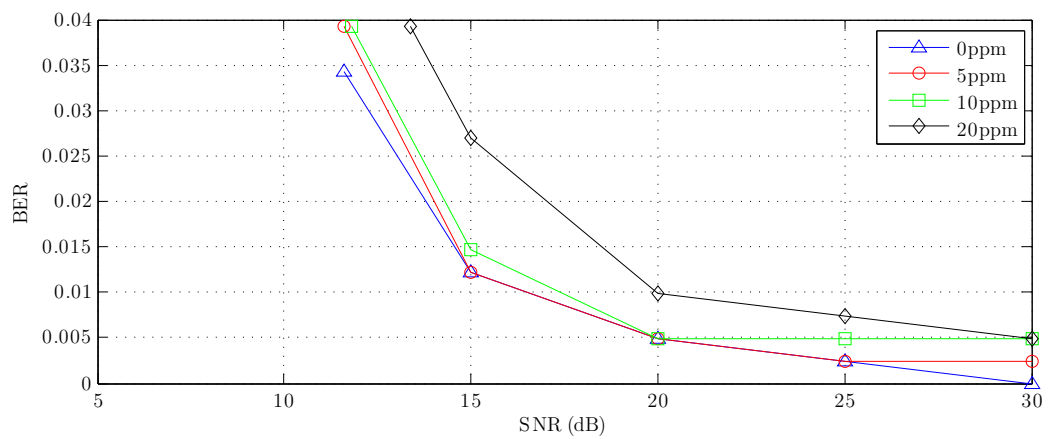
Figura 86: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com *Doppler* de 10Hz.



(a) MER

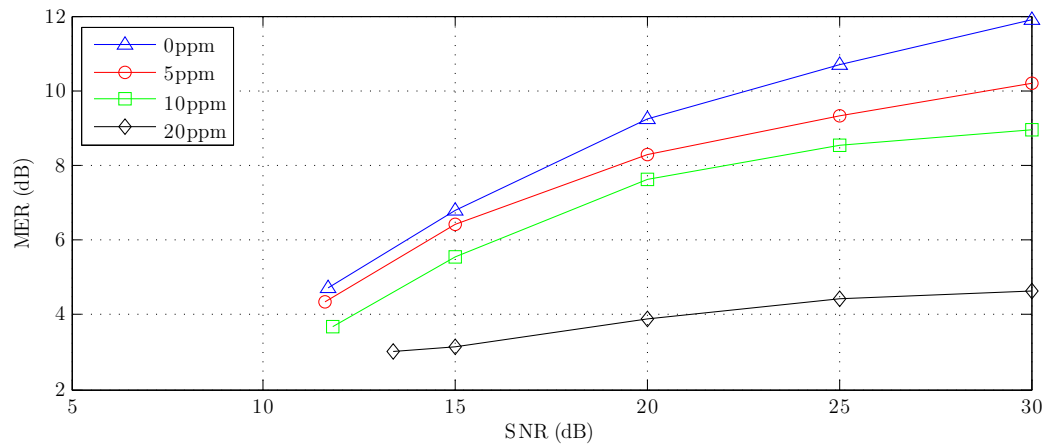


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

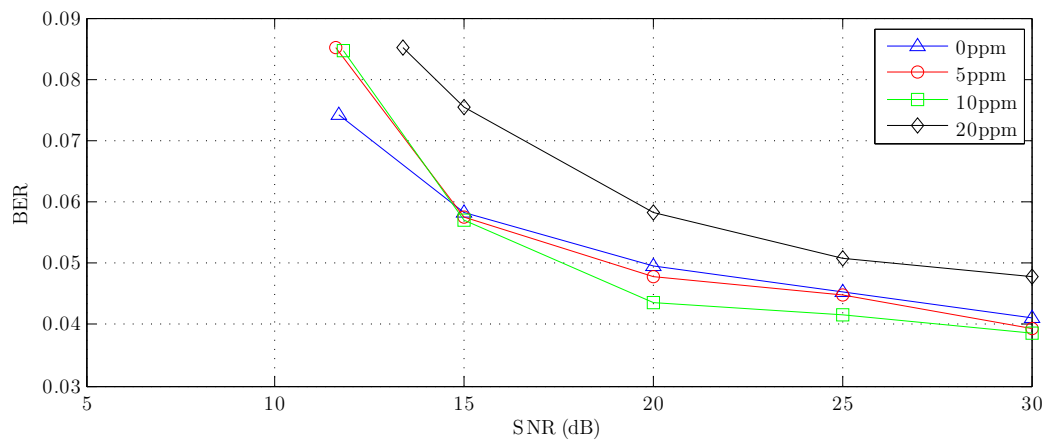


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

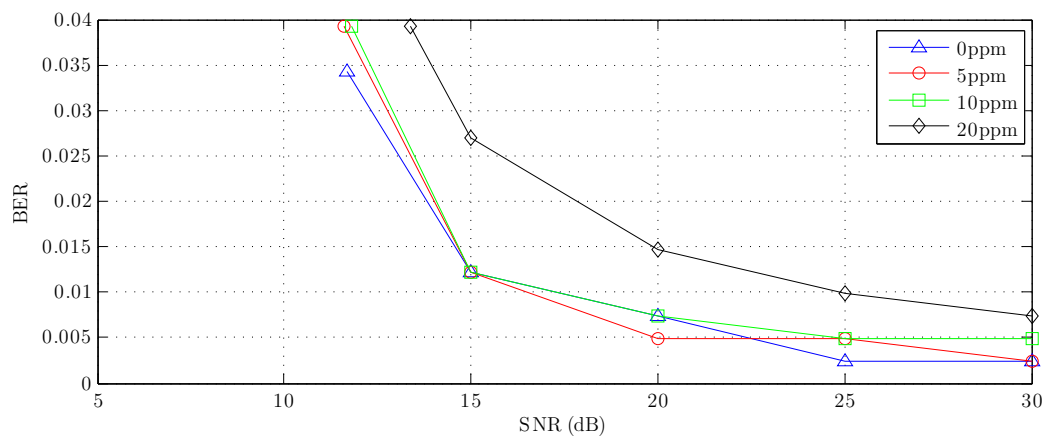
Figura 87: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com *Doppler* de  $50Hz$ .



(a) MER

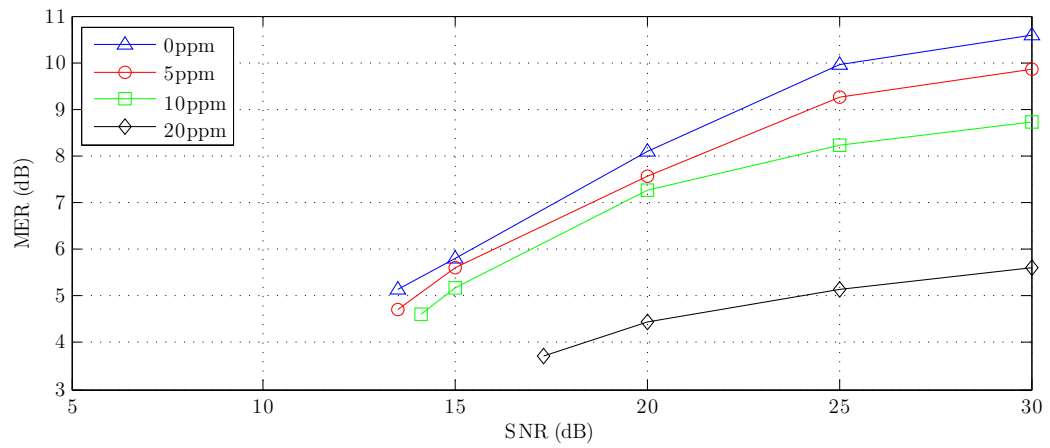


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

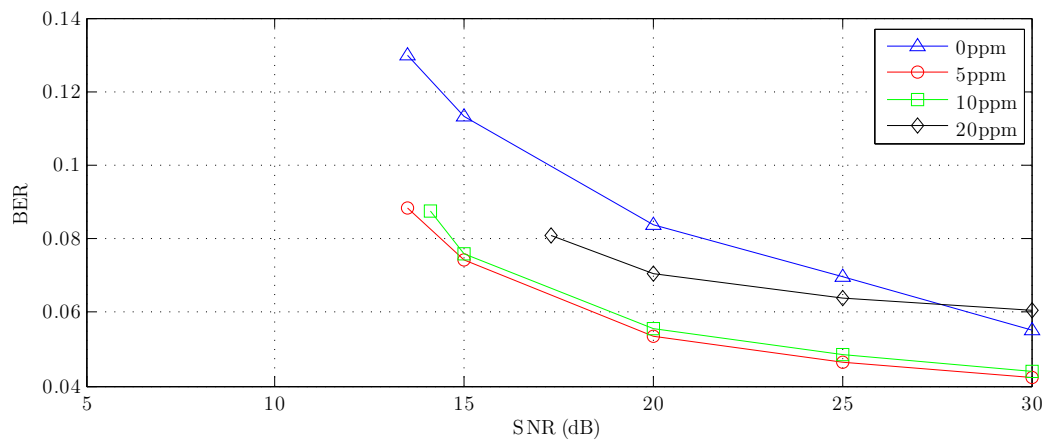


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

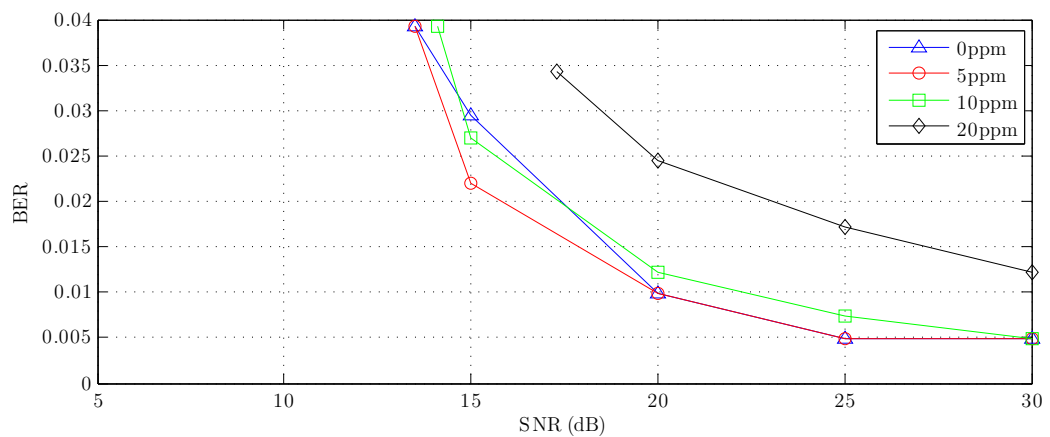
Figura 88: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Especial, com *Doppler* de 100Hz.



(a) MER

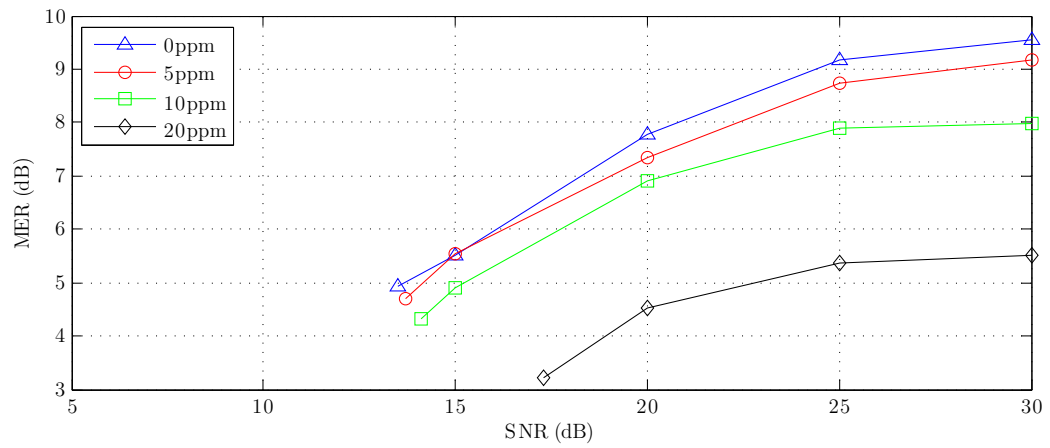


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*



(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

Figura 89: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com *Doppler* de  $5Hz$ .



(a) MER

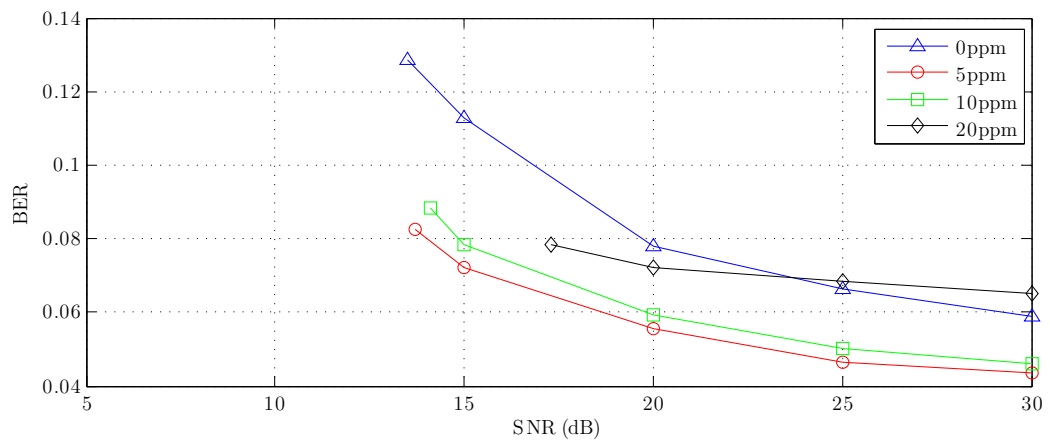
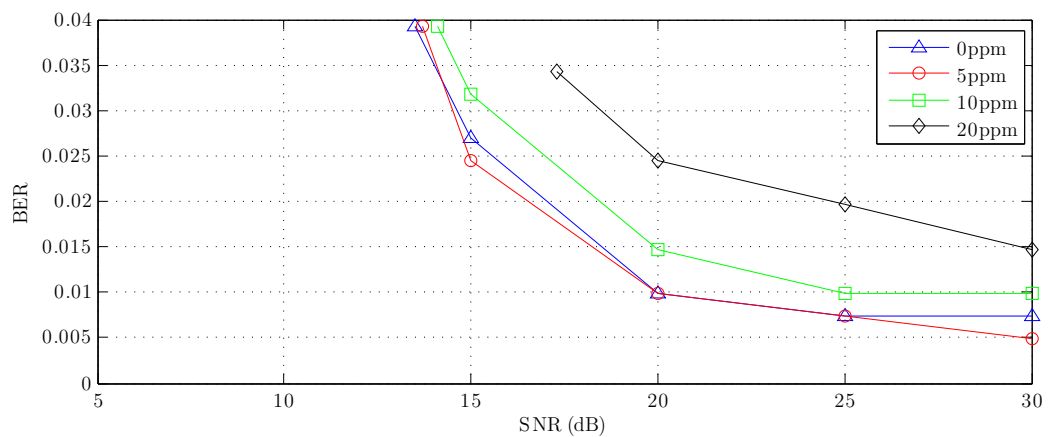
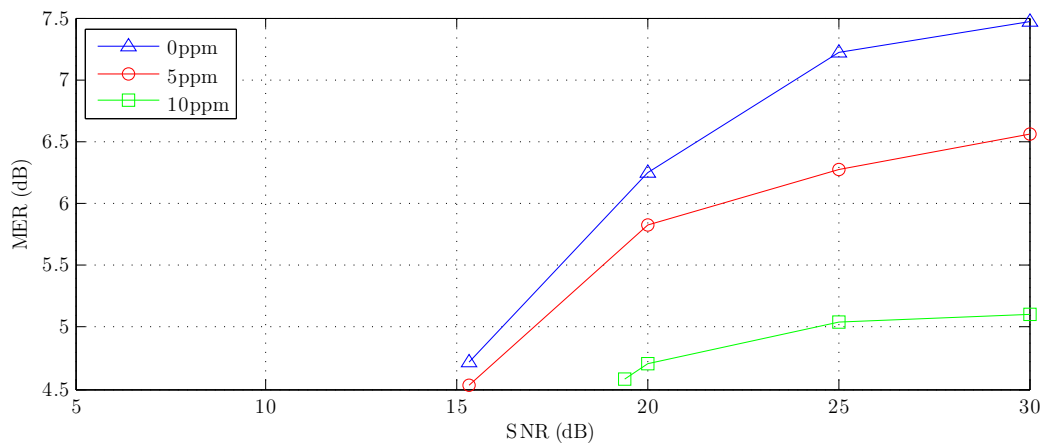
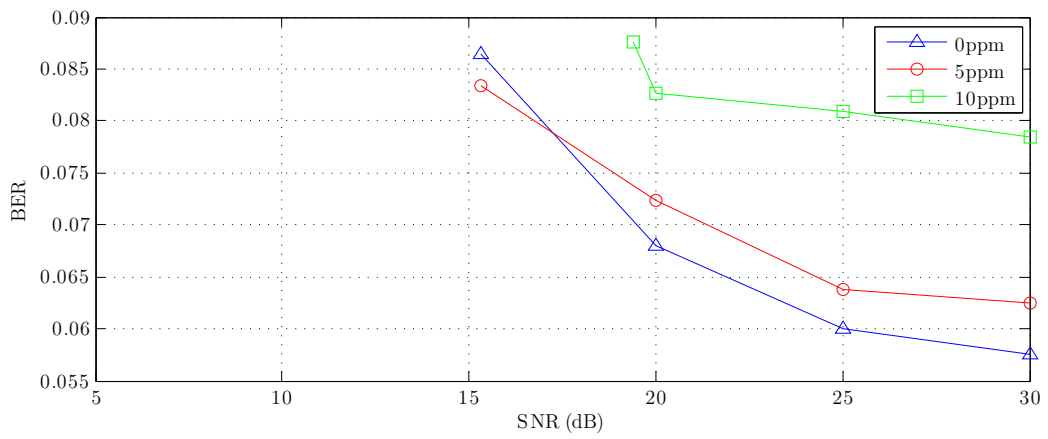
(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

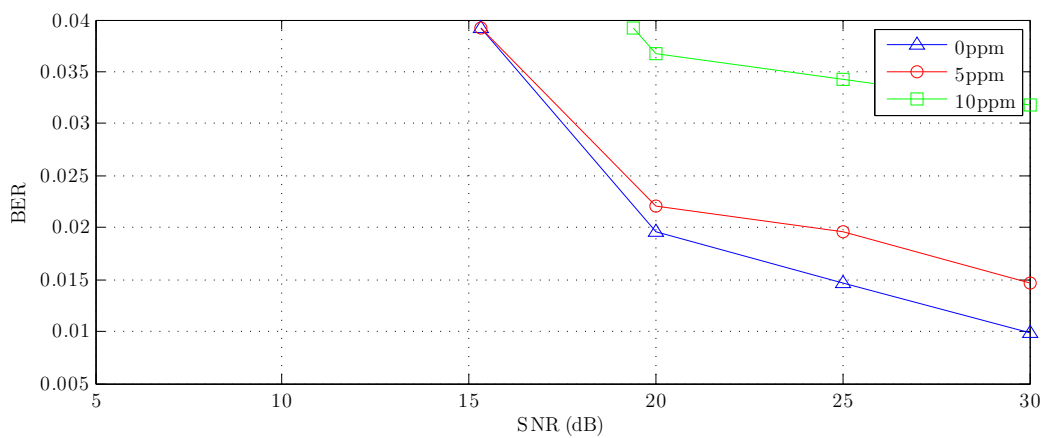
Figura 90: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com *Doppler* de 10Hz.



(a) MER

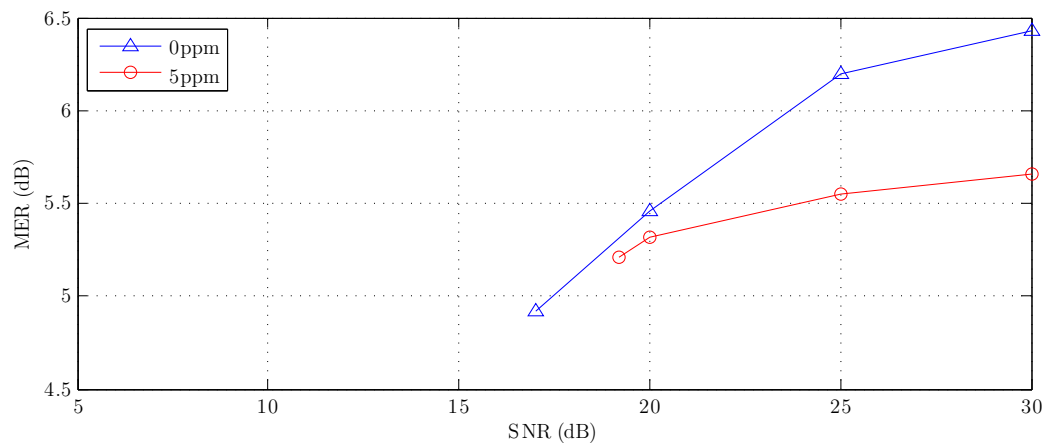


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

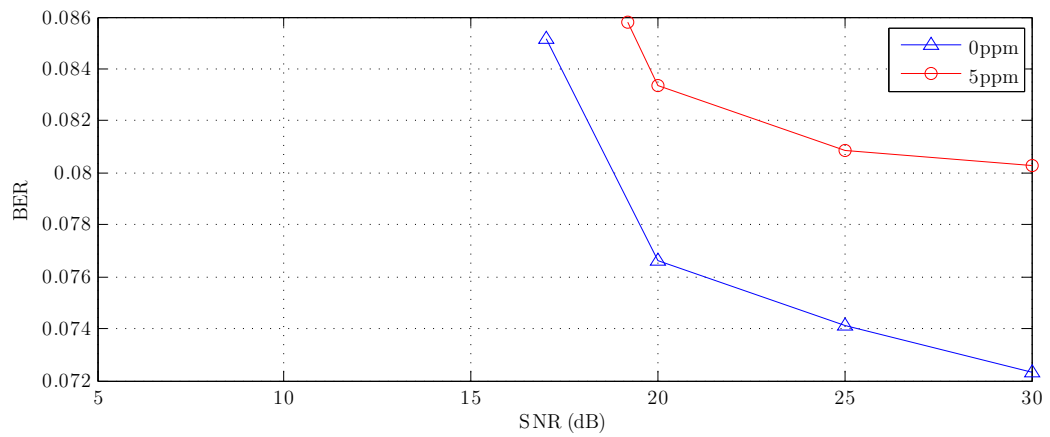
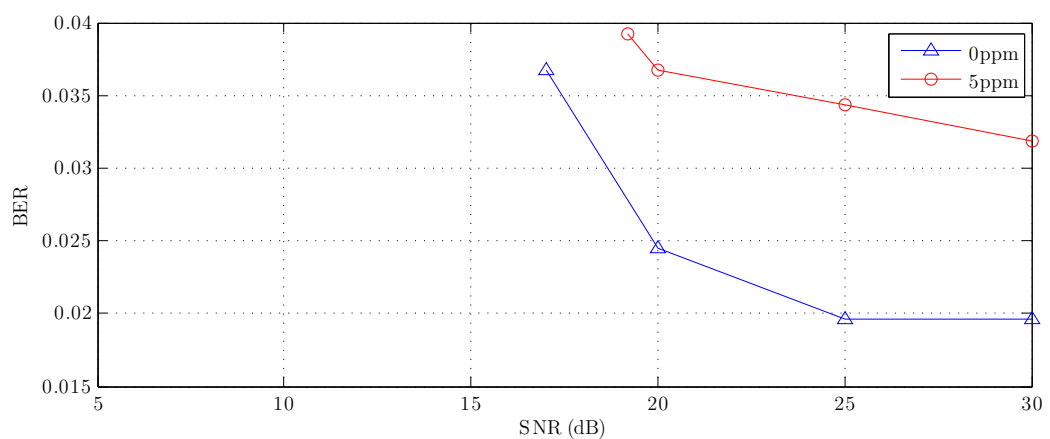


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

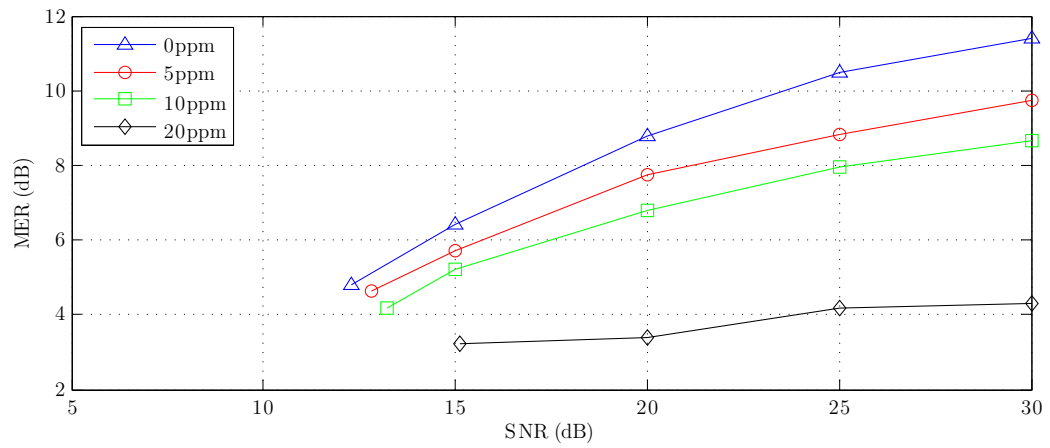
Figura 91: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com *Doppler* de  $50Hz$ .



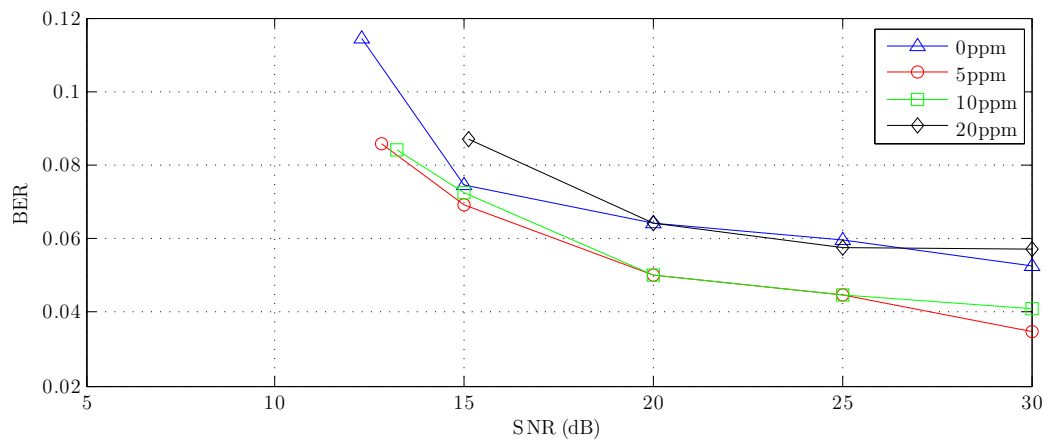
(a) MER

(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*Figura 92: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil C Modificado, com *Doppler* de  $65Hz$ .

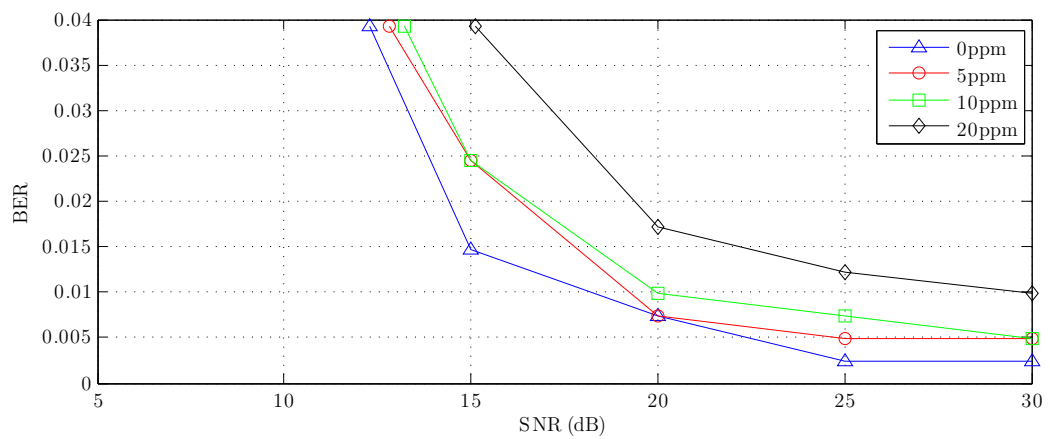




(a) MER

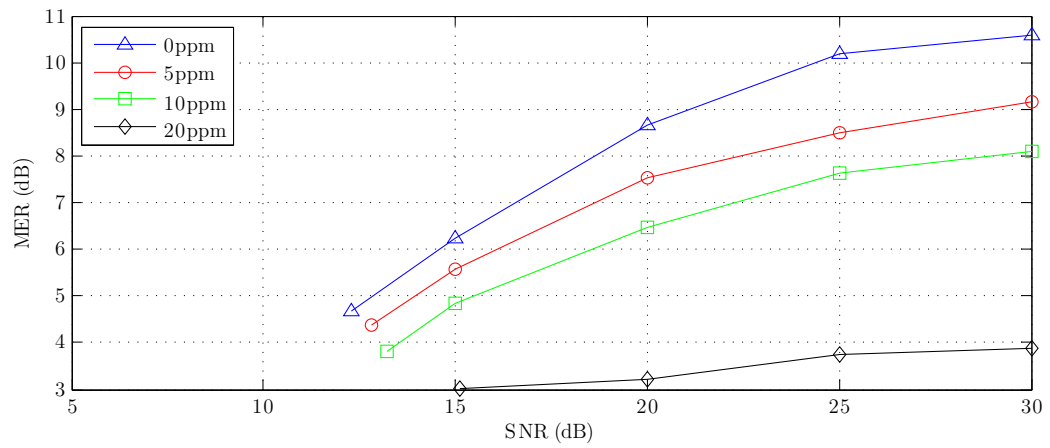


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*

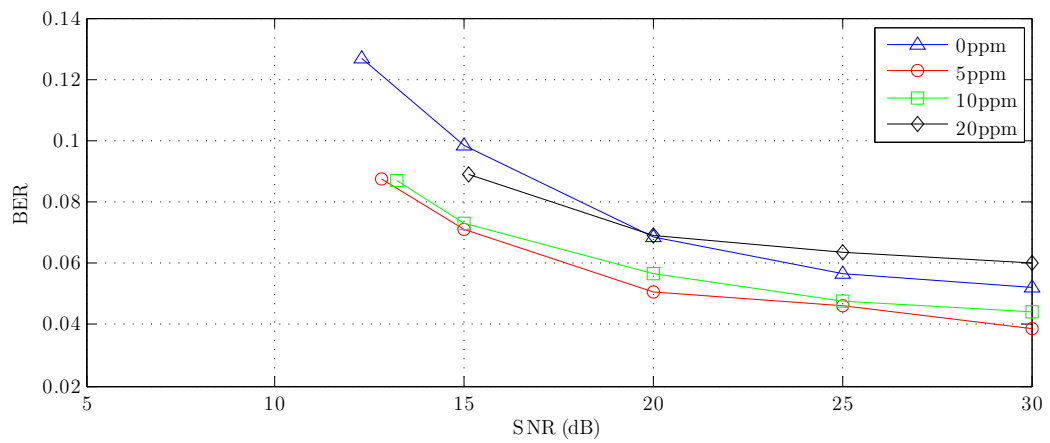


(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

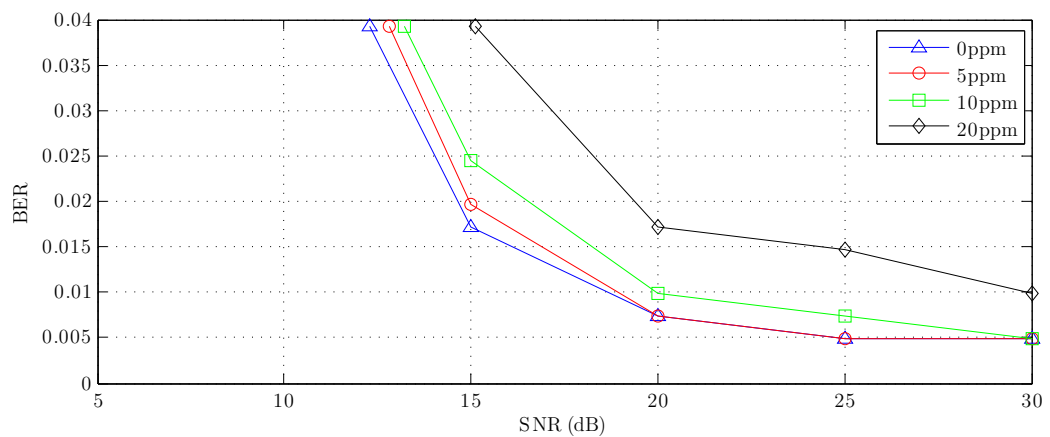
Figura 93: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com *Doppler* de  $5Hz$ .



(a) MER

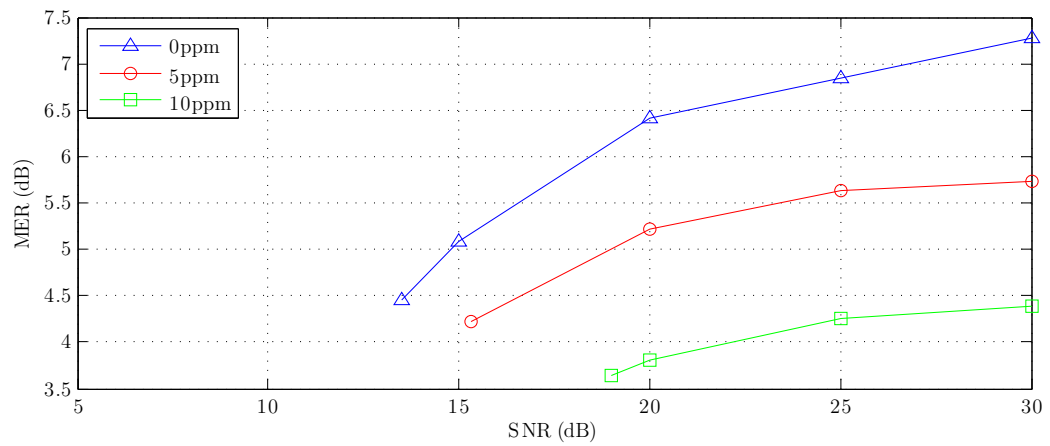


(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*



(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

Figura 94: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com *Doppler* de 10Hz.



(a) MER

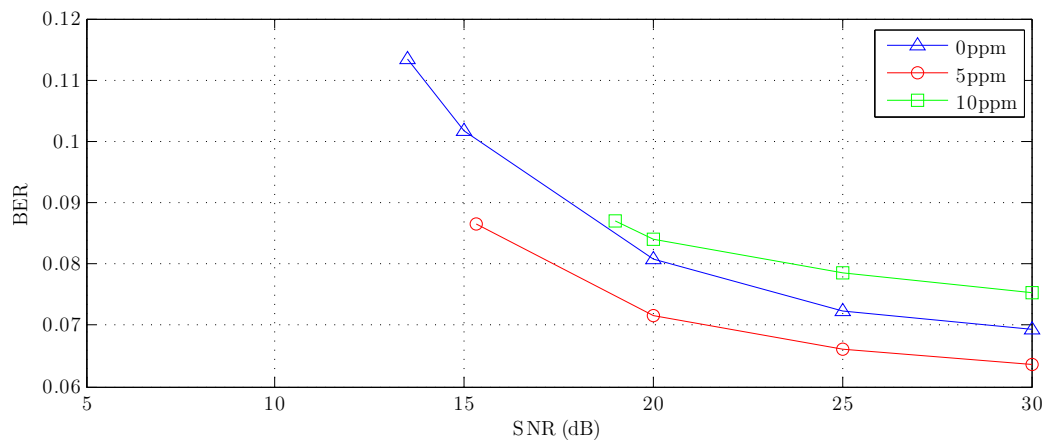
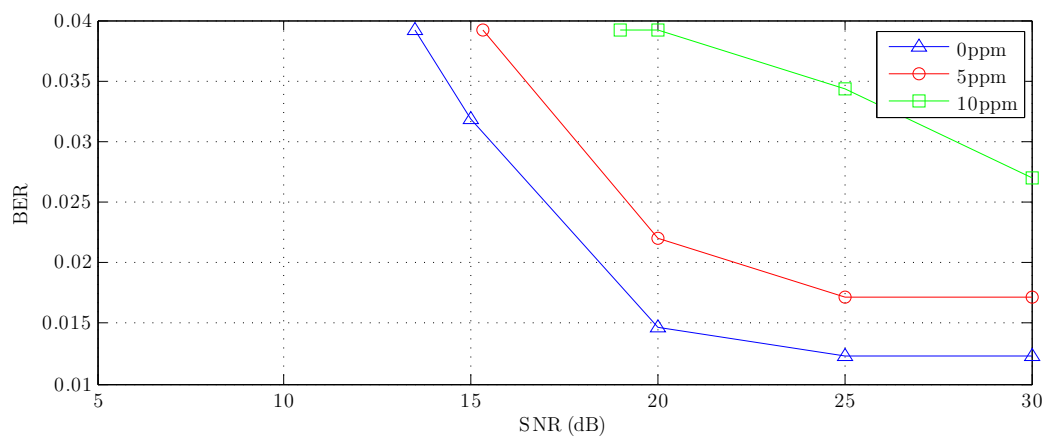
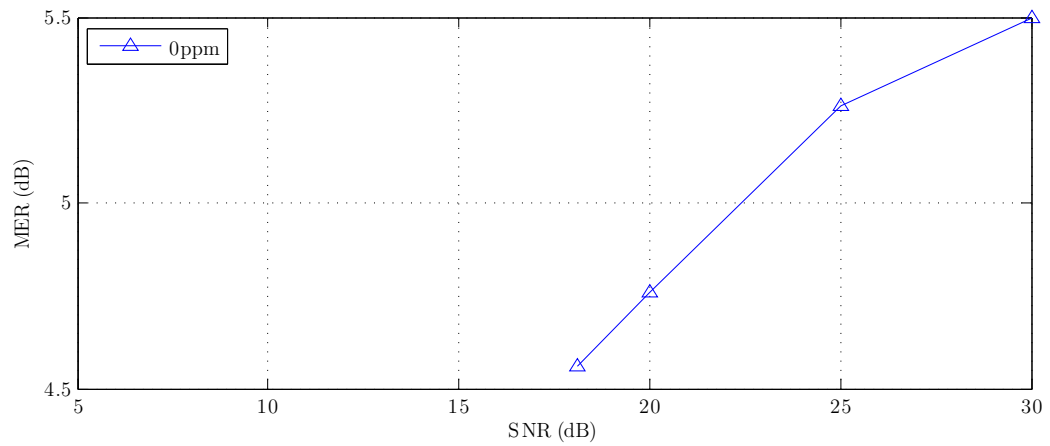
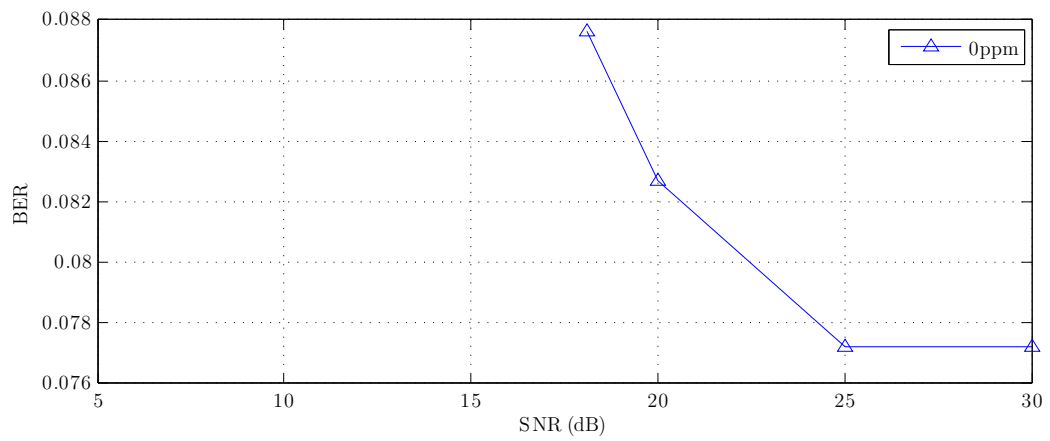
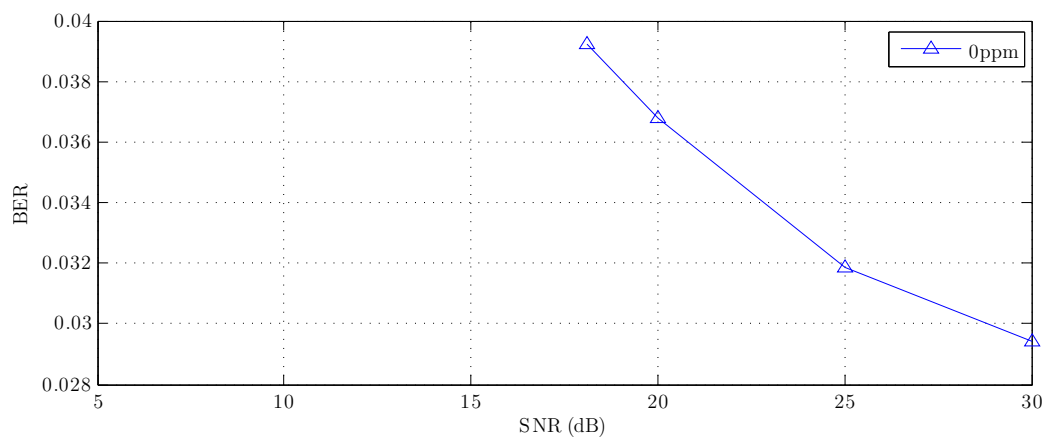
(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*

Figura 95: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com *Doppler* de  $50\text{Hz}$ .



(a) MER

(b) BER na entrada do decodificador de *Viterbi*(c) BER na entrada do decodificador *Reed Solomon*Figura 96: Curvas de desempenho do receptor ISDB-T operando sob canal Brasil D Modificado, com *Doppler* de  $75\text{Hz}$ .

## *Referências*

- [1] J. G. Proakis, *Digital communications / John G. Proakis*. McGraw-Hill, New York :, 1983.
- [2] S. Haykin, *An introduction to analog and digital communications / Simon Haykin*. Wiley, New York :, 1989.
- [3] ARIB, “Transmission system for digital terrestrial television broadcasting arib standard,” Tech. Rep. ARIB STD-B31 V. 1.6, November 2005.
- [4] D.-Z. Liu, C.-H. Wei, and C.-J. Chang, “An extension of guard-interval based symbol and frequency synchronization technique for wireless ofdm transmission,” in *Vehicle-ular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th*, vol. 4, pp. 2324–2328 vol.4, 2001.
- [5] K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-carrier and spread spectrum systems*. J. Wiley, 2003.
- [6] T. Pollet, M. V. Bladel, and M. Moeneclaey, “Ber sensivity of ofdm systems to carrier frequency offset and wiener phase noise,” in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, Fevereiro/Março/Abril 1995.
- [7] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*. California Technical Publishing, 1999.
- [8] H. Schulze and C. Lüders, *Theory and Applications of OFDM and CDMA*. England: John Wiley and Sons, Ltd, 2005.
- [9] B. Yang, K. Letaief, R. Cheng, and Z. Cao, “Timing recovery for ofdm transmission,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 18, pp. 2278 –2291, nov 2000.
- [10] S. Chen and C. Zhu, “Ici and isi analysis and mitigation for ofdm systems with insufficient cyclic prefix in time-varying channels,” *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 78 – 83, feb. 2004.
- [11] H. Minn, V. Bhargava, and K. Letaief, “A robust timing and frequency synchronization for ofdm systems,” *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 2, pp. 822 – 839, jul. 2003.
- [12] F. M. Gardner, “A bpsk/qpsk timing-error detector for sampled receivers,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, pp. 423–429, Maio 1986.
- [13] J. E. Volder, “The cordic trigonometric computing technique,” *Electronic Computers, IRE Transactions on*, vol. EC-8, pp. 330 –334, sep. 1959.

- 
- [14] Xilinx, “Dds v5.0,” Tech. Rep. DS246, April 2005.
- [15] W.-C. Liu, T.-C. Wei, and S.-J. Jou, “Blind mode/gi detection and coarse symbol synchronization for dvb-t/h,” in *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on*, pp. 2092–2095, May 2007.
- [16] S.-H. Chen, W.-H. He, H.-S. Chen, and Y. Lee, “Mode detection, synchronization, and channel estimation for dvb-t ofdm receiver,” in *Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM '03. IEEE*, vol. 5, pp. 2416–2420 vol.5, Dec. 2003.
- [17] A.-Y. Wu and C.-S. Wu, “A unified view for vector rotational cordic algorithms and architectures based on angle quantization approach,” *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1442 – 1456, oct. 2002.
- [18] A. Bahill, “A simple adaptive smith-predictor for controlling time-delay systems: A tutorial,” *Control Systems Magazine, IEEE*, vol. 3, pp. 16 – 22, may 1983.
- [19] Xilinx, “Xilinx timing constraints user guide,” Tech. Rep. UG612 (v1.0.0), December 2008.
- [20] Xilinx, “Virtex-4 family overview,” Tech. Rep. DS112, August 2010.
- [21] Rohde&Schwarz, “Dvb-t/h transmitter measurements for acceptance, operation and monitoring,” tech. rep., April 2009.
- [22] A. Technologies, “Testing and troubleshooting digital rf communications receiver designs,” Tech. Rep. 1314.
- [23] CRC, “Communications research centre canada, for hdtv teeg china,” Tech. Rep. Final Report 3.0, january 2003.